E 2040

REFERALA

66

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 25 • Nr. 1 • IANUARIE 1977

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1883

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 25 Nr. 1 ianuarie 1977

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621-56/59 : 621.315.51

CRIOELECTEOTEHNICA
SUPRACONDUCTIBILITATE
REZISTENŢĂ REZIDUALĂ

Puşcaşu, S., Badea, M. : **Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 1

În lucrare se prezintă într-o interpretare fenomenologică macroscopică şi microscopică conceptele de bază ale crioelectrotehnicii.

CZ 621.396.82

DEGRADAREA IMAGINILOR
REFACEREA IMAGINILOR
SIMULARE

Vârtosu, M., Irimescu, D. : **Unele observaţii privind degradarea şi refacerea imaginilor cu perturbaţii deterministe şi aleatoare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 10

Lucrarea se referă la utilizarea calculatorului pentru extragerea şi prelucrarea informaţiei din imagini afectate de perturbaţii.

CZ 621.3.083 : 621.313.13

GENERATOARE DE UNDE DE COMUTAŢIE
METODA GRAFOANALITICĂ
PARAMETRI

Popescu, Ch. : **O metodă de determinare a parametrilor schemelor echivalente ale generatoarelor de unde de comutare, cu patru acumulatoare de energie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 17

Se prezintă adaptarea schemelor cu patru acumulatoare de energie, folosite la încercarea aparatajului de înaltă tensiune la supratensiuni de comutare, cu ajutorul metodei grafoanalitice.

CZ 621.3.015 : 621.314

TENSIUNE DE ALIMENTARE
TRANSFORMATOR FEROREZONANT
MEMORII CU DISCURI MAGNETICE

Chiriţoiu, N., Stoica, A. : **Stabilizarea tensiunii de alimentare a calculatoarelor electronice, cu ajutorul transformatorului ferorezonant.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 23

Lucrarea prezintă teoria succintă a funcţionării unui transformator ferorezonant realizat pe tolă obişnuită.

CZ 621.313.333 : 621.313.322

AUTOMATIZĂRI
ACŢIONĂRI

Budişan, N., Babuţia, I., Mătăsariu, P., Preitl, St. : **Reglarea optimală a curentului unui motor asincron alimentat de la un generator asincron de putere apropiată**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 30

Se examinează posibilitatea alimentării unui motor asincron de la un generator sincron de putere apropiată.

CZ 621.372.4

CIRCUITE ELECTRICE NELINIARE
ELEMENTE DIPOLARE
ECUAŢII DE STARE

Iordache, M. : **Formularea şi scrierea ecuaţiilor de stare pentru circuitele electrice neliniare cu surse comandate neliniare şi elemente de exces, utilizînd elemente dipolare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 33

Se analizează modalităţile de construire a schemelor echivalente cu elemente dipolare liniare şi neliniare ale surselor comandate neliniare şi se stabilesc ecuaţiile de stare pentru circuitele electrice neliniare.

CZ 621.313

MAŞINA SINCRONĂ LINIARIZATĂ
ECUAŢII ÎN UNITĂŢI RELATIVE
MATRICE DE TRANSFORMARE

Crişan, O. : **Ecuaţiile de funcţionare pentru maşina asincronă liniarizată. II — Ecuaţiile în unităţi relative pentru maşina transformată şi redusă la stator.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, nov 1976, p. 42

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ŞT. GROŞU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (*O.I.D.— I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.*, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 30.16.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual, 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „INFORMAŢIA", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 1603. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 011226

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621—56/59:621.315.51

КРИОЭЛЕКТРОТЕХНИКА
СВЕРХПРОВОДИМОСТЬ
ОСТАТОЧНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Пушкашу, С., Бадя, М.: **Основные понятия криоэлектротехники**

Э.Э.А. — **Электротехника 25**, № 1, январь 1977, стр. 1

В работе представлены в макрокосмической и микрокосмической феноменологической интерпретации основные понятия криоэлектротехники.

УДК 621.396.82

РАЗРУШЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ
ВОССТАНОВЛЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ
СИМУЛЯЦИЯ

Выртосу, М., Иримеску, Д.: **Некоторые примечания относительно разрушения и восстановления изображений с определёнными и случайными возмущениями.**

Э.Э.А. — **Электротехника 25**, № 1, январь 1977, стр. 10

Работа относится к использованию ЭВМ для извлечения и обработки информации из изображений с возмущениями.

УДК 621.3.083:621.313.13

ГЕНЕРАТОР С ВОЛЬНАМИ КОММУТАЦИИ
ГРАФОАНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД
ПАРАМЕТРЫ

Попеску, К.: **Метод определения параметров эквивалентных схем генераторов с волнами коммутации, с четырьмя аккумуляторами.**

Э.Э.А. — **Электротехника 25**, № 1, январь 1977, стр. 17

Представлена адаптация схем с четырмя аккумуляторами энергии, используемые при испытании аппаратуры высокого напряжения при коммутационных перенапряжениях, с помощью графоаналитического метода.

УДК 621.3.015:621.314

НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ
ФЕРРОРЕЗОНАНСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР ПАМЯТИ НА МАГНИТНЫХ ДИСКАХ

Кирицою, Н., Стойка, А.: **Стабилизация напряжения питания ЭВМ, с помощью феррорезонансного трансформатора.**

Э.Э.А. — **Электротехника 25**, № 1, январь 1977, стр. 23

В работе представлена краткая теория работы феррорезонансного трансформатора осуществляемого на обычном листовом железе.

УДК 621.313.333:621.313.322

АВТОМАТИЗАЦИЯ
ПРИВОДЫ

Будишан, Н., Бабуциа, И., Мэтэсарю, П., Преитл, Ст.: **Оптимальное регулирование тока асинхронного двигателя питаемого от синхронного генератора близкой мощности.**

Э.Э.А. — **Электротехника 25**, № 1, январь 1977, стр. 30

Рассматривается возможность питания асинхронного двигателя от синхронного генератора близкой мощности.

УДК 621.372.4

НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ
ДИПОЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ
УРАВНЕНИЯ СОСТОЯНИЯ

Иордаке, М.: **Формулировка и писание уравнений состояния для нелинейных электрических цепей с нелинейными управляемыми источниками и с элементами избытка, при использовании дипольных элементов.**

Э.Э.А. — **Электротехника 25**, № 1, январь 1977, стр. 33

Исследуются способы строительства эквивалентных схем с линейными и нелинейными дипольными элементами нелинейных управляемых источников и устанавливаются уравнения состояния для нелинейных электрических цепей.

УДК 621.313

МАШИНЫ СИНХРОННЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ
ИЗАЛЯТОРНЫЕ ГАЗЫ
МАГНИТНЫЕ ПОЛЯ

Кришан, О: **Уравнения функционирования для синхронной линейной машины.**
II. Уравнения в сравнительных единицах для машины трансформированная и сокращенная в статоре.

Э.Э.А. – **Электротехника 25**, № 1, январь 1977, стр. 42

INHALT

DK 621-56/59 : 621.315.51

KRYOELEKTROTECHNIK
UBERLEITFAHIGKEIT
RESTWIDERSTAND

Puşcaşu, S., Badea, M.: **Grundbegriffe der Kryoelektrotechnik**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 1

In einer phänomenologischen, mikroskopischen und makroskopischen Auslegung werden die Grundbegriffe der Kryoelektrotechnik dargelegt.

DK 621.396.82

BILDVERZERRUNG
BILDWIEDERAUFBAU
SIMULATION

Vârtosu, M., Irimescu, D.: **Einige Beobachtungen bezüglich der Bildverzerrung und das Bildwiederaufbaues mit deterministischen und aleatorischen Störungen**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 10

Die Arbeit enthält die Anwendung der Rechenanlage für die Auswahl und Datenverarbeitung aus Bildern mit Störungseffekten

---

DK 621.3.083 : 313.13

KOMMUTIERUNGSWELLENGENERATOR
GRAPHOANALITISCHE METHODE
PARAMTERE

Popescu, Ch.: **Ein Verfahren für die Parameteraufstellung der Ersatzschaltung des Kommutierungswellengenerators mit vier Energieakkumulatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 17

Es wird die Ausnützung der Schaltungen mit vier Energieakkumulatoren mit Hilfe der graphcanalitischen Methode dargelegt, die für die Kontrolle der Hochspannungsapparate bei Überspannung benützt werden.

DK 621.3.013 : 621.314

SPANNUNGSZUFUHR
FERRDREZONANTER TRANSFORMATOR
SPEICHERWERK MIT MAGNETSCHEIBEN

Chiriţoiu, N., Stoica, A. : **Stabilisierung der Spannungszufuhr bei den elektronischen Rechenanlagen mit Hilfe des ferrorezonanten Transformators.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1967, p. 23

In dem Aufsatz wird eine kurze Theorie des Betriebs eines ferrorezonanten Transformators gewöhnlicher Blechbauart entwickelt.

DK 621.313.333 : 621.313.322

AUTOMATISIERUNGEN
ANTRIEBE

Budişan, N., Babuţia, I., Mătăsariu, P., Preitl, St. : **Optimale Stromregelung eines Asynchronmotors mit Stromzufuhr von einem Synchrongenerator annähernd gleicher Leistung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 30

Es wird die Möglichkeit untersucht, die Stromzufuhr eines Asynchronmotors von einem Synchrongenerator annähernd gleicher Leistung zu realisieren.

DK 621.372.4

NICHTLINEARE ELEKTRISCHE STROMKREISE
DIPOLELEMENTE
ZUSTANDSGLEICHUNGEN

Iordache, M. : **Ansatz und Aufstellung der Zustandsgleichungen für nichtlineare Stromkreise mit nichtlinearen gesteuerten Quellen und Uberschusselementen, bei Benützung von Dipolelementen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 23

Es wird die Möglichkeit untersucht, Ersatzschaltungen zu entwerfen mit linearen und nichtlinearen Dipolelementen der gesteuerten nichtlinearen Quellen und es werden die Zustandsgleichungen für nichtlineare Stromkreise aufgestellt.

DK 621.313

LINEARISIERTE SYNCHRONMASCHINE
GLEICHUNGEN IN RELATIVEINHEITEN
TRANSFORMATIONSMATRISC

Crişan, O. : **Betriebsgleichungen für die liniarisierte Asynchronmaschine. II-Gleichungen in Relativeinheiten für die nmgewandette und auf Stator verminderte Maschine.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 42

SUMMARY

DC 621-56/59 : 621.315.51

CRYOELECTROTECHNICS
SUPERCONDUCTIVITY
RESIDUAL RESISTANCE

Puşcaşu, S., Badea, M. : **Fundamental concepts of electrotechnics.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 1, ian 1977, p. 1

The work presents in a macroscopic and microscopic phenomenological interpretation, the basic concepts of cryoelectrotechnics.

DC 621.396.82

IMAGES DEGRADATION
IMAGES ERECTION
SIMULATION

Vârtosu, M., Irimescu, D. : **Consideration regarding the images degradation and erection with deterministic and aleatory disturbances.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 1, ian 1977, p. 10

The work deals with the utilisation of the computer for the data obtaining and processing from the images affected by disturbances.

DC 621.3.083 : 621.313.13

COMMUTATION WAVES GENERATOR
GRAPHOANALITICAL METHOD
PARAMETERS

Popescu, Ch. : **A method for the determination of the commutation waves generators equivalent circuits parameters, with four energy accumulators.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 1, ian 1977, p. 19

The paper deals with the adjustment of the circuits with four energy accumulators, used for the high voltage equipment testing at commutation overvoltages, by means of the graphoanalitic method.

DC 621.3.015 : 621.314

SUPPLY VOLTAGE
FERRORESONANT TRANSFORMER
MAGNETIC DISKS MEMORIES

Chiriţoiu, N., Stoica, A. : **Electronic computers supply voltage stabilization, by means of the ferroresonant transformer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 1, ian 1977, p. 23

The work presents the concise functioning theory of a ferroresonant transformer achieved on a normal steel sheet.

DC 621.313.333 : 621.313.322

AUTOMATIONS
DRIVES

Budişan, N., Babuţia, I., Mătăsariu, P., Preitl, St. : **Optimal regulation of an asynchronous motor current supplied from a close power synchronous generator.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 1, ian 1977, p. 30

The paper examines the possibility of an asynchronous motor supply from a close power synchronous generator.

DC 621.372.4

NONLINIAR ELECTRIC CIRCUITS
DIPOLAR ELEMENTS
STATE EQUATIONS

Iordache, M. : **The formulation and writing out of state equations for the nonliniar electrical circuits with nonliniar controlled sources and excess elements, using dipolar elements.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 1, ian 1977, p. 33

The paper analizes the ways of constructing the equivalencircuits with liniar and nonliniar dipolar elements of the nont liniar controlled sources and there are estabiliches the state equations for the nonliniar electrical circuits.

DC 621.313

LINEAR SYNCHRONOUS MACHINE
EQUATION IN THE RELATIVE UNIT
TRANSFORMER MATRICE

Crişan, O. : **Functioning equation for the linear synchronous machine. II-Equation in relative elements for transformed machine and reduced of stator.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no 1, ian 1977, p. 42

SOMMAIRE

CD 621-56/59 : 621.315.51

CRYOELECTROTECHNIQUE
SURCONDUCTIBILITE
RESISTENCE RESIDUELLE

Puşcaşu, S., Badea, M. : **Les concepts fondamentaux de la cryoélectrotechnique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 1

Dans l'ouvrage on présente dans une interprétation phénoménologique macroscopique et microscopique, les concepts fondamentaux de la cryoélectrotechnique.

CD 621.396.82

DEGRADATION DES IMAGES
REDRESSEMENT DES IMAGES
SIMULATION

Vârtosu, M., Irimescu, D. : **Certaines observations concernant la dégradation et l'opération de redressement des images avec des perturbations déterministes et aléatoires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 10

L'ouvrage traite l'utilisation du calculateur pour l'extraction et le traitement de l'information des images influencés par des perturbations.

CD 621.3.083 : 621.313.13

GENERATEURS D'ONDES DE COMMUTATION
METHODE GRAPHOANALYTIQAE
PARAMETRE

Popescu, Ch. : **Une methode pour déterminer les paramètres des schémas équivalents des générateurs d'ondes de commutation, utilisant quatre accumulateurs d'énergie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 17

On présente l'adaptation des schémas utilisant quatre accumulateurs d'énergie, employés pour essayer l'appareillage HT aux surtensions de commutation, à l'aide de la méthode grapho-analytique.

CD 621.3.015 : 621.314

MEMOIRES AUX DISQUES MAGNETIQUES
TENSION D'ALIMENTATION
TRANSFORMATEUR FERRORESONANT

Chiriţoiu, N., Stoica, A. : **La stabilisation de la tension d'alimentation des calculateurs électroniques, à l'aide des transformateurs ferrorésonants.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 23

L'ouvrage présente la théorie succinte concernant le fonctionnement d'un transformateur ferrorésonant réalisé sur une tôle courante.

CD 621.313.333 : 621.313.322

AUTOMATISATIONS
ACTIONNEMENTS

Budişan, N., Babuţia, I., Mătăsariu, P., Preitl, St. : **La régulation optimale du courant d'un moteur asynchrone alimenté à l'aide d'un générateur synchrone de puissance rapproché.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 30

On examine la possibilité d'alimenter un moteur asynchrone à l'aide d'un générateur synchrone de puissance rapproché.

CD 621.372.4

CIRCUITS ELECTRIQUES NONLINEAIRES
ELEMENTS DIPOLAIRES
EQUATIONS D'ETAT

Iordache, M. : **La formulation et l'écriture des équations d'état pour les circuits nonlinéaires avec des sources commandées nonlinéaires et des éléments d'excès, en employant des élements dipolaires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 33

On analyse les modalités de réaliser les schémas équivalents avec des élements dipolaires linéaires et non-linéaires des sources commandées non-linéaires et on établie les équations d'état pour les circuits électriques non-linéaires.

CD 621.313

MACHINE SYNCHRONE LINEARISE
EQUATION EN UNITES RELATIVE
MATRICE DE TRANSFORMATION

Crişan, O. : **Les équations de fonctionnement pour la machine synchrone linéarisée. II — Les équations en unités relatives pour la machine transformé et réduite à stateur.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 1, ian 1977, p. 42

CZ 621–56/59 : 621.315.51

CRIOELECTROTEHNICĂ
SUPRACONDUCTIBILITATE
REZISTENȚĂ REZIDUALĂ

Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii

SILVIU PUȘCAȘU și MARIAN BADEA* — CRAIOVA

Introducere

Crioelectrotehnica este o ramură de știință tehnică, de frontieră, apărută relativ recent, deși fenomenul de bază care este utilizat în partea aplicativă a acestei noi discipline, supraconductibilitatea[1], este cunoscut încă de la începutul acestui secol. Așa după cum este știut, în anul 1908 fizicianul olandez H. Kammerlingh-Onnes de la Universitatea din Leyden reușește să lichefieze heliul (temperatura de fierbere 4,2° K), iar la 27 mai 1911 prezintă Academiei olandeze de științe rezultatele obținute în cadrul experimentelor referitoare la comportarea rezistenței unor conductoare la temperatura heliului lichid. Rezultatele experimentale aveau să arate că rezistivitatea mercurului pur adus la temperatura de 4,2° K se micșora brusc la valori foarte scăzute, practic nule, pe care Kammerlingh-Onnes le-a stabilit, indirect, determinînd durata existenței unui curent electric într-un supraconductor.

Fără a intra în detalii se poate arăta ușor că, de exemplu, rezistivitatea plumbului, în condiții de supraconductibilitate, este de 10^{17} ori mai mică decît cea a cuprului la temperatura de +20° C. Este de remarcat faptul că diferența dintre ordinul de mărime al rezistivității cuprului și ai rezistivității unui supraconductor este tot atît de mare ca diferența dintre rezistivitatea unui foarte bun izolant (de exemplu nylonul) și rezistivitatea cuprului.

Experiențele efectuate de-a lungul timpului au dovedit că pentru multe materiale sau aliaje ale acestora există o anumită temperatură (în domeniul temperaturilor extrem de joase cuprinse între circa 0,1° K și 8,5° K) denumită temperatură critică (T_c), la care rezistivitatea devine, practic, nulă. De asemenea, s-a putut constata că variația rezistivității critice se face diferit în funcție de gradul de puritate al materialului respectiv. Astfel, pentru materialele supraconductoare pure anularea rezistivității la temperatura critică se face brusc (curba *a*, fig. 1), în timp ce la cele impure acest fenomen este lent (curba *b*, fig. 1). O serie de experiențe efectuate de diferiți cercetători [1], [10], [16], au evidențiat cîteva proprietăți esențiale ale materialelor supraconductoare, și anume :

a. În domenii de temperaturi extrem de joase materialele supraconductoare își pierd complet rezistivitatea (pentru $T < T_c$).

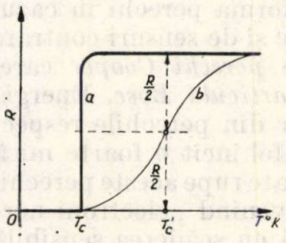


Fig. 1

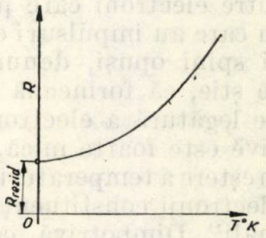


Fig. 2

b. În cazul materialelor normale, în domenii de temperaturi extrem de joase rezistența lor scade foarte mult, fără a se anula, chiar la 0° K, la o valoare „de rest" denumită *rezistență reziduală* (fig. 2). Ea este cu atît mai mică cu cît metalul respectiv este mai pur.

c. Starea de supraconductibilitate, chiar dacă temperatura materialului este sub cea critică, se poate anula dacă acesta se supune unui cîmp magnetic exterior mai mare decît o anumită valoare denumită intensitate de cîmp magnetic critic H_c.

d. Experiența demonstrează, fapt confirmat și de teorie, că inducția magnetică critică B_c

---

* Dr. ing. *Silviu Pușcașu* este profesor titular, șeful catedrei de electrotehnică de la facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova; dr. ing. *Marian Badea* este conferențiar titular la aceeași catedră.

[1] Termenul de supraconductibilitate a fost introdus, pentru prima oară, în 1918 de Kammerlingh-Onnes.

depinde, parabolic, de temperatura T a materialului, conform relației:

$$B_c = B_{c0}\left[1 - \left(\frac{T}{T_c}\right)^2\right], \qquad (1)$$

în care B_{c0} este inducția critică la $T = 0°$ K.

e. La unele materiale supraconductoare temperatura critică scade atunci cînd presiunea crește, efectul nefiind sensibil decît la valori foarte mari ale acesteia; de exemplu, zincul și stibiul devin supraconductoare la presiuni de ordinul a 2 000 de bari pentru o variație a temperaturii critice de 0,1° K.

f. La alte materiale, ca de exemplu, Ti, Zn, V temperatura critică crește odată cu creșterea presiunii.

g. Unele semiconductoare devin supraconductoare cînd presiunea crește.

h. Un metal supraconductor prezintă efectul Meissner-Ochsenfeld, ceea ce permite să se afirme că el este un diamagnet perfect.

1. Modele explicative ale rezistenței nule a conductoarelor în stare de supraconductibilitate

1.1. Pierderea completă a rezistenței în stare de supraconductibilitate. Explicarea acestei proprietăți este posibilă, în prezent, cu ajutorul teoriei B.C.S.[2], bazată pe conceptele mecanicii cuantice. Esența teoriei este prezentată în cele ce urmează.

Se admite că într-un material supraconductor, datorită interacțiilor dintre electroni și vibrațiile rețelei de atomi[3] există o atracție efectivă între electroni care pot forma perechi în cazul în care au impulsuri egale și de sensuri contrare și spini opuși, denumite *perechi Cooper* care, se știe, că formează o *particulă Bose*. Energia de legătură a electronilor din perechile respective este foarte mică, astfel încît o foarte mică creștere a temperaturii poate rupe aceste perechi, electronii constituenți devenind „electroni normali". Dimpotrivă, odată cu scăderea sensibilă a temperaturii în jurul lui zero absolut electronii ajung în starea energetică, cea mai scăzută formînd perechile Cooper. Distanța dintre electronii unei perechi Cooper, denumită și lungime de coerență, are un ordin de mărime cuprins între 1 și 10 μm, fiind mult mai mare decît distanța medie dintre electronii normali de conducție, care este de ordinul a cîtorva nm. Și în acest caz se poate introduce o funcție de undă a unei perechi.

Funcția de undă a unei perechi în starea energetică cea mai coborîtă se poate exprima prin relația:

$$\psi(\bar{r}) = [\rho(\bar{r})]^{\frac{1}{2}} e^{j\theta(r)}, \qquad (2)$$

în care ρ este densitatea de sarcină electrică, iar θ este faza, ambele fiind funcții reale de $\bar{r}$.

Dacă se ține seama de faptul că expresia cuantică a densității de curent, dedusă cu ajutorul ecuației lui Schrödinger [17] este dată de relația:

$$\bar{\mathcal{J}} = \frac{1}{2}\left\{\left[\frac{\hat{\mathcal{P}} - q\hat{A}}{m}\psi\right]^* \psi + \psi^*\left[\frac{\hat{\mathcal{P}} - q\hat{A}}{m}\right]\psi\right\}, \qquad (3)$$

în care $\hat{\mathcal{P}}$ este operatorul impuls, $\hat{A}$ — potențialul magnetic vector, q — sarcina electrică a particulei, ψ — funcția de undă, iar ψ^* conjugata, funcției de undă și dacă în această expresie se înlocuiește (2), se obține:

$$\bar{\mathcal{J}} = \frac{h}{2m}\left(\nabla\theta - \frac{2q}{h}\bar{A}\right)\rho. \qquad (4)$$

Din această expresie rezultă clar că deoarece atît densitatea de curent $\bar{J}$, cît și densitatea de sarcină ρ au un sens fizic real, atunci θ și ρ sînt reali. Perechile Cooper nu sînt independente una de alta, totalitatea lor găsindu-se într-o stare cuantică unică. Comportarea cuantică a acestor perechi, care formează cîte un boson, este conformă statisticii lui Bose-Einstein care precizează că, atunci cînd există foarte multe perechi într-o stare unică există o mare probabilitate ca și alte perechi să treacă în această stare. Acest fapt, adică existența unei stări cuantice unice a tuturor perechilor de electroni (perechi Cooper), explică lipsa rezistenței supraconductorului întrucît aceasta ar rezulta din interacțiunea perechilor Cooper cu rețeaua atomică. Dar această interacțiune nu este posibilă întrucît dacă, de exemplu, doar o singură pereche ar interacționa cu rețeaua atomică ar trebui să treacă într-o nouă stare cuantică, lucru posibil numai dacă se comunică tuturor perechilor energia necesară anulării energiei de legătură. Ori, conform statisticii Bose-Einstein, așa cum a fost preconizat anterior, toate perechile Cooper, în starea supraconductoare, se află în aceeași stare cuantică unică corespunzătoare energiei celei mai scăzute.

1.2. Rezistența reziduală a metalelor la zero absolut. S-a precizat, anterior, că la această temperatură rețeaua cristalină a unui metal, fără impurități, poate fi considerată perfect periodică. Dacă se notează cu a distanța dintre

[2] Denumirea teoriei provine dela inițialele numelor autorilor, laureați, pentru elaborarea ei, cu premiul Nobel pentru fizică în 1957, Bardeen, Cooper, Schrieffer.

[3] Forma elementară de vibrație a atomului se definește, uneori, cu termenul de *fonon*.

atomii cristalului în direcţia x, energia potenţială a unui electron (ca funcţie periodică) îndeplineşte condiţia :

$$U(x + a, y, z) = U(x, y, z).$$

Pentru simplificare se consideră un caz ipotetic, unidimensional, adică nu se va ţine seama de dependenţa de variabilele z şi y. De asemenea, se aproximează un ansamblu statistic de particule Fermi printr-o mulţime de electroni care nu interacţionează, deci, la care nu se aplică principiul de excluziune al lui Pauli. Cu alte cuvinte, la zero absolut, o sferă Fermi în spaţiul vectorilor de undă $\bar{K}$ (sau al impulsurilor $\bar{p}$) se consideră ocupată de către un singur electron. Ecuaţia Schrödinger a electronului, în aceste condiţii simplificatoare este :

$$-\frac{h^2}{2m}\cdot\frac{\mathrm{d}^2\psi}{\mathrm{d}x^2} + U(x)\cdot\psi = E\cdot\psi. \qquad (5)$$

Utilizînd transformata Fourier, avînd ca variabilă vectorul de undă $\bar{K}$ (folosind reprezentarea în impuls), se poate scrie :

$$\psi(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} c(K)\frac{e^{jkx}}{\sqrt{2\pi}}\,\mathrm{d}K, \quad K = K_x = \frac{p_x}{h}, \qquad (6)$$

p_x fiind impulsul în lungul axei x, iar $\frac{1}{\sqrt{2\pi}}$ — factorul de normare pentru cazul unidimensional. $U(x)$ fiind periodică, se poate reprezenta prin seria Fourier :

$$U(x) = \sum_{-\infty}^{+\infty} U_n e^{-j\frac{2\pi n x}{a}}, \; U_n = U^*_{-n}, \qquad (7)$$

numerele complexe U_n avînd semnificaţia unei reprezentări discrete a funcţiei $U(x)$ în spaţiul impulsurilor. Substituind (7) şi (6) în (5), după cîteva calcule intermediare [24], rezultă :

$$\frac{h^2}{2m}K^2 c(K) + \sum_{-\infty}^{+\infty} U_n c\left(K + \frac{2\pi n}{a}\right) = Ec(K), \qquad (8)$$

aceasta fiind, de fapt, ecuaţia (5) în reprezentare de impuls. În această ecuaţie intră numai funcţii $c(K)$, ale căror argumente diferă cu $\frac{2\pi n}{a}$ $(n = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots)$.

Pentru a calcula mărimile $c(K)$, $c\left(K + \frac{2\pi n}{a}\right)$ se formează din (8) un sistem cu un număr infinit de ecuaţii, punînd în loc de K variabila $K + \frac{2\pi m}{a}$, unde m este un întreg oarecare. Sistemul fiind omogen există soluţii nenule numai dacă determinantul sistemului $\Delta(E, K)$ este nul. Ecuaţia $\Delta(E, k) = 0$ are, în general, o infinitate de rădăcini $E = E_1, E_2 \ldots$, fiecare din ele fiind o funcţie de parametrul K. Deci, spectrul energetic al electronului ce se deplasează într-un cîmp periodic, este format din mai multe benzi de tipul $E = E_g(K)$, $g = 1,2 \ldots$ Se poate vedea că înlocuirea lui K prin $K \pm \frac{2\pi}{a}$ în sistemul de ecuaţii pentru $c\left(K + \frac{2\pi m}{a}\right)$ nu modifică sistemul, deci nici rădăcinile determinantului Δ. Aşa dar :

$$E_g\left(K \pm \frac{2\pi}{a}\right) = E_g(K), \qquad (9)$$

adică, în interiorul fiecărei benzi energia este funcţie periodică de K şi se poate scrie :

$$E_g(K) = \sum_{l=0}^{\infty} E_{gl}\cos(laK), \qquad (10)$$

unde coeficienţii E_{gl} depind numai de mărimile U_n. Fiecărei valori proprii $E = E_g(K)$ îi corespund mărimile $c_g\left(K \pm \frac{2\pi n}{a}\right)$ cu o anumită valoare a lui K. Ansamblul lor se poate scrie sub forma funcţiei de undă proprie în reprezentarea de impuls (vector de undă) :

$$c_{gk}(K') = c_g(K')\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\delta\left(K + \frac{2\pi n}{a} - K'\right), \qquad (11)$$

făcîndu-se aproximarea prin funcţii Dirac (eşantionare). Trecerea la funcţia de undă, în reprezentarea de coordonate, se realizează cu formula (6) :

$$\psi_{gk}(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} c_{gk}(K')\frac{e^{jK'x}}{\sqrt{2\pi}}\,\mathrm{d}K' =$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_g\left(K + \frac{2\pi n}{a}\right)\frac{e^{j\left(K+\frac{2\pi n}{a}\right)x}}{\sqrt{2\pi}}, \qquad (12)$$

unde s-a efectuat substituirea lui (11) în integrală şi s-a ţinut seama de proprietatea de filtrare a funcţiei δ. Relaţia (12) este în concordanţă cu principiul de nedeterminare, conform căruia starea cu valoare determinantă a energiei într-un cîmp exterior are impulsul nedeterminat, şi anume :

$$p = h\left(K + \frac{2\pi n}{a}\right), \; n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \ldots,$$

cu probabilitatea de a avea una din valori egală cu :

$$w(p_n) = \frac{1}{2\pi h}\left| c\left(K + \frac{2\pi n}{a}\right)\right|^2,$$

valoarea medie a impulsului fiind, în general, nenulă. După cum se știe, pentru stările staționare (la care cîmpul în care se mișcă electronul nu depinde de timp) există următoarea dependență de timp a funcției de undă :

$$\psi_{gk}(x, t) = \psi_{gk}(x)\, e^{-\frac{E_g(K)t}{h}} = e^{j(Kx-\omega t)} u_{gk}(x), \tag{13}$$

adică o undă plană mobilă care este modulată, în fiecare moment, de către funcția periodică $u_{gk}(x)$ de variabila x, avînd perioada a. Considerînd un pachet de unde într-o bandă E_g dată, unde care diferă prin mărimea K într-un interval mic de variație a acesteia, ecuația pachetului este, prin definiție :

$$\psi(x, t) = \int_{K_0-\Delta K}^{K_0+\Delta K} c(K)\, e^{j(Kx-\omega t)} \cdot u_k(x)\, \mathrm{d}K, \tag{14}$$

intervalul ΔK fiind mic în raport cu K. Punînd :

$$K = K_0 + \xi,\ \omega(K) = \omega(K_0) + \left(\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}K}\right)_0 \xi + \dots$$

și considerînd că $c(K)$ și $u_k(x)$ au o variație mică în intervalul $K_0 \pm \Delta K$ relația (14) se scrie, păstrînd numai termenii infinitezimali de ordinul întîi :

$$\psi(x, t) = c(K_0) u_{k0}(x) e^{j(K_0 x - \omega_0 t)} \int_{-\Delta K}^{\Delta K} e^{j\left[x - \left(\frac{d\omega}{dk}\right)t\right]} \mathrm{d}\xi. \tag{15}$$

Efectuînd integrala, se obține valoarea :

$$I = 2\frac{\sin\left\{\left[\left(\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}K}\right)_0 t - x\right]\Delta K\right\}}{\left[\left(\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}K}\right)_0 t - x\right]}$$

și se observă că produsul $c(K_0)u_{K0}(x)I$, pentru ΔK mic, are o variație foarte lentă în raport cu t și x, deci poate fi considerat ca amplitudinea grupei care se deplasează. Centrul grupei (maximum de amplitudine) se află în punctul $x = \left(\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}K}\right)_0 t$, iar viteza de grup, conform definiției acesteia este :

$$v = \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = \left(\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}K}\right)_0 = \frac{1}{h}\left[\frac{\mathrm{d}E(K)}{\mathrm{d}K}\right]_0. \tag{16}$$

Impulsul mediu al grupului de unde este :

$$\tilde{p}_0 = mv = \frac{m}{h}\left(\frac{\mathrm{d}E}{\mathrm{d}K}\right)_0. \tag{17}$$

Ținînd seama de (10) se exprimă impulsul mediu al unei grupe de stări din banda de energie E_g, avînd valorile numerelor de undă apropiate de o valoare $K_0 = K$ sub forma :

$$\tilde{p} = -\frac{ma}{h}\sum_{l=1}^{\infty} E_{gl}.\, l.\sin(l.a.K). \tag{18}$$

Se observă că impulsul mediu este nul numai la marginile zonei definită de $K = \pm\frac{\pi n}{a}$, însă pentru $K \neq \frac{\pi n}{a}$ impulsul mediu nu este zero, *adică electronii se deplasează liber, cu mișcări ordonate, în interiorul metalului.*

Luînd numai primii doi termeni din (10), deci $l = 0$ și $l = 1$, se obține :

$$E_g(K) = E_{g0} + E_{g1}\cos(Ka), \tag{19}$$

iar în centrul zonei, în jurul lui $K = 0$, se poate descompune cosinusul în serie, reținînd primul termen al dezvoltării :

$$E_g(K) = E_{g0} + E_{g1}\left(1 - \frac{K^2 a^2}{2} + \dots\right). \tag{20}$$

Pentru mișcarea liberă a electronului energia este :

$$E_g = \text{const.} + \frac{h^2 K^2}{2m},$$

Prin analogie (20) poate fi scrisă :

$$E_g(K) = \text{const.} + \frac{h^2 K^2}{2m'},$$

în care :

$$\frac{1}{m'} = -\frac{1}{h^2} E_{g1} a^2 = \frac{1}{h^2}\left(\frac{d^2 E_g(K)}{\mathrm{d}K^2}\right)_{K=0}. \tag{21}$$

Mărimea m' se numește *masa efectivă a electronului* în metal. Impulsul mediu corespunzător acestei mișcări libere echivalente este :

$$\tilde{p} = \frac{m}{m'} h K,$$

adică se deosebește de impulsul particulei libere prin coeficientul $\frac{m}{m'}$. În vecinătatea marginilor

unei zone $\left(K = \pm \frac{\pi}{a}\right)$ se poate scrie $K = \frac{\pi}{a} - \xi$, pentru marginea $+\frac{\pi}{a}$. Atunci:

$$\cos(aK) = -\cos(\xi a)$$

și deci:

$$E_g(K) = E_{g0} - E_{g1}\left(1 - \frac{\xi^2 a^2}{2} + \dots\right),$$

sau:

$$E_g(K) = \text{const.} + \frac{h^2 \xi^2}{2m''}.$$

Comparînd cu (21) se vede că $m'' = -m'$, adică la marginea zonei masa efectivă este negativă. Teorema referitoare la mișcarea pachetului de unde în cîmp periodic, demonstrată mai sus, afirmă, deci, că într-un astfel de cîmp electronul se deplasează cu un impuls mediu, în general, nenul, adică în același mod ca în cazul mișcării libere.

În cazul cînd periodicitatea este perturbată datorită oscilațiilor termice, undele electronice $\psi_{gk}(x)$ sînt împrăștiate, impulsul mediu $\overline{p}_{gk}$ al electronului este modificat. Această modificare sau „frînare" a impulsului duce la apariția rezistenței ohmice care crește rapid odată cu temperatura în vecinătatea lui zero absolut ($\rho = KT^5$). În cazul cînd periodicitatea rețelei cristaline este perturbată prin existența unor impurități, o astfel de împrăștiere a undelor asociate electronului are loc chiar la 0° K și aceasta se manifestă prin apariția *rezistenței reziduale*, deci rezistența nu mai tinde la zero odată cu scăderea temperaturii.

În curent alternativ rezistivitatea unui material conductor pur este diferită de zero chiar dacă, inițial, acesta este de 0°K. Experiența arată că este posibil chiar la materialele supraconductoare ca în c.a. la aceeași temperatură exterioară, situată sub cea critică, valoarea rezistivității să difere de zero, iar peste temperatura critică, la aceeași temperatură dată să fie mai mare decît cea corespunzătoare curentului continuu. Trebuie subliniat că în regim supraconductor la $T = 0$ rezistența în c.a. rămîne egală cu zero pentru frecvențe joase care nu depășesc așa-numita valoare critică:

$$f_c \cong \frac{3{,}5}{2\pi} \cdot \frac{K}{h} T_c.$$

La valori mai mari decît f_c energia radiației electromagnetice depășește valoarea benzii interzise și apare o rezistență nenulă care este, însă, mult mai mică decît rezistența la regim normal. Fenomenul se poate explica pe baza unui model elaborat din considerente de ordin termodinamic: sub temperatura critică, în regim de conducție, se pot considera două fluide electronice distincte, fluidul de electroni de conducție normali și fluidul de electroni de supraconducție (supraelectroni).

Se poate impune, de asemenea, și ipoteza care confirmă comportarea celor două categorii de electroni în cele două regimuri de conducție (normal și supraconductor), și anume aceea că la 0°K nu există decît fluid de supraelectroni, iar la temperaturi mai mari decît T_c, numai fluid de electroni normali. În curent continuu, curentul electric, în domeniul de temperaturi situate între 0°K și T_c se constituie, exclusiv, pe seama fluidului de supraelectroni, iar cîmpul electric în interiorul supraconductorului este nul. Aceasta se justifică prin faptul că în orice supraconductor intensitatea curentului trebuie să fie constantă și limitată numai de elementele nesupraconductoare din circuitul exterior. Ori dacă intensitatea cîmpului electric ar fi nenulă, în orice moment ar exista o accelerare a electronilor care ar produce o variație a curentului electric. Dacă la bornele supraconductorului se aplică o tensiune alternativă supracurentul va fi defazat în urma acesteia datorită inerției supraelectronilor. În felul acesta se poate asocia elementului supraconductor, parcurs de supraelectroni, o impedanță proprie, inductivă. Prezența acestei „impedanțe" inductive este echivalentă, global, cu apariția unei rezistențe suplimentare în c.a. care duce la dezvoltarea de căldură și, implicit, la anularea stării de supraconducție (atunci cînd e vorba de un supraconductor situat, inițial, la o temperatură $T < T_c$).

1.3. Observații asupra valabilității teoremelor lui Kirchhoff în regim supraconductor sau pentru circuite fără rezistență. Absența rezistențelor pe laturile unei rețele supraconductoare conduce la expresii particulare ale ecuațiilor care rezultă din aplicarea teoremei a II-a a lui Kirchhoff. Se va avea în vedere circuitul din figura 3 în care ramurile se află în stare de supraconducție și, deci, sînt lipsite de rezistență: $R_M = R_N = 0$. Ele posedă, în schimb, inductivitățile $L_M \neq L_N \neq 0$ care determină repartiția curenților I_M și I_N în cele două ramuri în derivație. Într-adevăr dacă s-ar aplica teorema a II-a a lui Kirchhoff pe conturul (Γ) în forma:

$$\sum_{(\Gamma)} R_K I_K = \sum_{(\Gamma)} E_K,$$

nu s-ar obține nici o informație cu privire la repartiția curenților pe cele două ramuri (M) și (N), întrucît R_M și R_N sînt nule. Aplicînd, însă această teoremă sub forma teoremei tensiunilor de borne, se obține:

$$-u_{ab(M)} + u_{ab(N)} = 0$$

sau:

$$u_{ab(M)} = u_{ab(N)}.$$

Pe baza inducției electromagnetice, la închiderea lui K, se obține:

$$L_M \frac{di_M}{dt} + L_{MN} \frac{di_N}{dt} = L_N \frac{di_N}{dt} + L_{NM} \frac{di_M}{dt}.$$

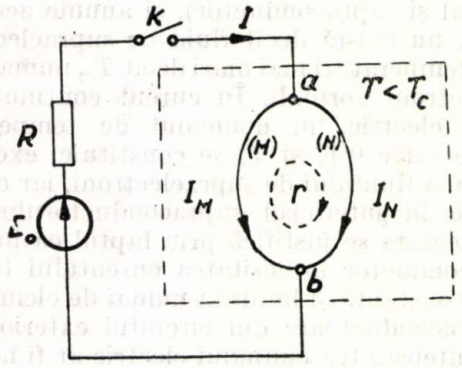


Fig. 3

Întrucît $L_{MN} = L_{NM} = M$ reiese că:

$$(L_M - M)\frac{di_M}{dt} = (L_N - M)\frac{di_N}{dt}.$$

Prin integrare se obține:

$$\frac{i_M}{i_N} = \frac{L_N - M}{L_M - M}. \qquad (22)$$

Dacă se consideră un cuplaj slab, $M \approx 0$, rezultă:

$$\frac{i_M}{i_N} = \frac{L_N}{L_M}, \qquad (23)$$

ceea ce arată că distribuția curenților pe cele două ramuri ale circuitului supraconductor este condiționată numai de raportul inductivităților. La aceeași concluzie se ajunge și în cazul alimentării circuitului supraconductor în regim permanent sinusoidal. Într-adevăr, fie circuitul derivație din figura 4, în care, inițial, se va considera că ambele laturi au și rezistențe.

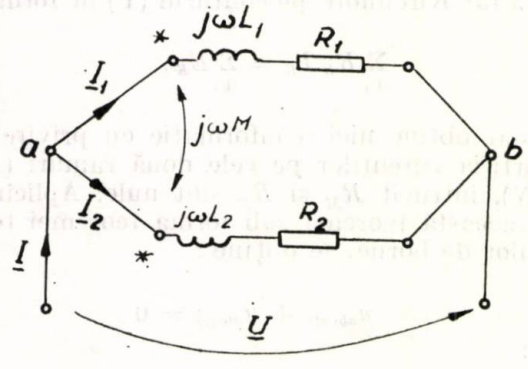


Fig. 4

Se observă ușor că sînt evidente relațiile:

$$\underline{U} = R_1 \underline{I}_1 + j\omega L_1 \underline{I}_1 \pm j\omega M \underline{I}_2,$$
$$\underline{U} = R_2 \underline{I}_2 + j\omega L_2 \underline{I}_2 \pm j\omega M \underline{I}_1.$$

Dacă $R_1 \approx R_2 = 0$, rezultă:

$$\underline{U} = j\omega L_1 \underline{I}_1 \pm j\omega M \underline{I}_2,$$
$$\underline{U} = j\omega L_2 \underline{I}_2 \pm j\omega M \underline{I}_1.$$

Rezolvînd sistemul, se obțin curenții:

$$\underline{I}_1 = \underline{U} \frac{j\omega L_2 \mp j\omega M}{-\omega^2 L_1 L_2 + \omega^2 M^2} \text{ și}$$

$$\underline{I}_2 = \underline{U} \frac{j\omega L_1 \mp j\omega M}{-\omega^2 L_1 L_2 + \omega^2 M^2}.$$

Raportul curenților este:

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} = \frac{j\omega L_2 \mp j\omega M}{j\omega L_1 \mp j\omega M} = \frac{L_2 \mp M}{L_1 \mp M},$$

relația fiind analogă cu (22). Se observă că cei doi curenți $\underline{I}_1$ și $\underline{I}_2$, indiferent de valorile lui L_1, L_2, M la aceeași pulsație, sînt în fază, ceea ce era de așteptat, ambii fiind pur reactivi, inductivi. Se poate afirma, în géneral, că în *regim supraconductor toți curenții care străbat bobine legate în derivație sînt în fază.*

Extrapolînd observația se constată că un circuit supraconductor, format dintr-o bobină legată în derivație cu un condensator, se comportă ca un circuit pur reactiv, cei doi curenți fiind permanent în opoziție de fază. Desigur există o anumită aproximație, care are în vedere, totuși, existența unor rezistențe de pierderi nenule în dielectricii condensatorilor.

2. Cîmpul magnetic în supraconductoare

2.1. Fluxul magnetic printr-un circuit fără rezistență sau supraconductor nu poate varia. Faptul că un supraconductor are o rezistență nulă, sub temperatura critică, conduce la un mod unic de distribuție a cîmpului magnetic în interiorul supraconductorului. Dacă se consideră (fig. 5), de exemplu, o spiră lipsită de rezistență care

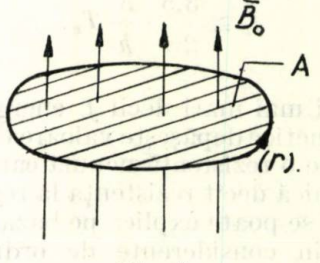


Fig. 5

delimitează o suprafață cu aria A, situată în cîmpul de inducție uniformă B_0, în momentul stabilirii acestui cîmp, conform legii inducției electromagnetice, se induce t.e.m. :

$$e_i = -\frac{d\Phi_0}{dt},$$

în care : $\Phi_0 = AB_0$.

Aplicînd teorema a 2-a a lui Kirchhoff de-a lungul conturului (Γ), se obține relația evidentă :

$$-\frac{d\Phi_0}{dt} = Ri + L\frac{di}{dt}.$$

Întrucît $R = 0$, rezultă : rezultă :

$$-\frac{d\Phi_0}{dt} = L\frac{di}{dt},$$

au :

$$\frac{d}{dt}(Li + AB_0) = 0.$$

De aci rezultă :

$$Li + AB_0 = \text{const.} \qquad (24)$$

Această expresie arată, deci, că fluxul magnetic total printr-un circuit supraconductor sau fără rezistență, nu poate varia. Rezultă că dacă, de exemplu, dintr-un motiv oarecare variază fluxul exterior Φ_0 atunci apare un curent electric indus care creează un flux propriu care va fi astfel orientat și va varia astfel încît se va opune variației inițiale a fluxului Φ_0. Trebuie remarcat că deși valoarea totală a fluxului magnetic rămîne constantă, inducția poate varia în diferitele puncte ale suprafeței delimitate de circuitul supraconductor sau de rezistență nulă. Aceasta se poate vedea în figura 6, în care este evident faptul că într-un punct situat lîngă conductor inducția magnetică este mai puternică decît într-unul situat în centrul suprafeței delimitate de către acesta.

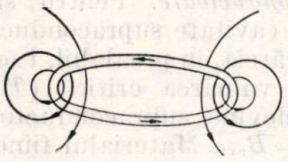


Fig. 6

2.2. Corpurile supraconductoare prezintă un diamagnetism perfect (efectul Meissener-Ochoenfeld). Între un corp cu rezistență nulă (sau conductor ideal) și unul supraconductor există o deosebire esențială în modul cum se face trecerea de la starea normal conductoare la cea supraconductoare (sau de rezistență nulă) : *la un conductor ideal trecerea este dependentă de modul în care se obține această ultimă stare, în timp ce la corpurile supraconductoare trecerea este independentă.* Această trecere poate fi ilustrată prin figura 7 a, b, c, în care situațiile se explică în modul următor :

a. Cazul unui conductor ideal

Prima cale : pornindu-se de la $T > T_c$ cu $H_{ext} = 0$ și micșorîndu-se temperatura sub cea critică, se aplică $H_{ext} < H_c$ constatîndu-se, pe baza celor afirmate mai sus că, în această stare, cîmpul din interiorul conductorului rămîne nul, ceea ce se întîmplă evident și cînd H_{xt} se anulează (fig. 7a).

A doua cale : la $T > T_c$ se stabilește cîmpul $H_{ext} > 0$, după care se scade temperatura sub cea critică $T < T_c$, menținînd $T < T_c$ și $H_{ext} < H_c$. Cîmpul magnetic se stabilește în conductorul ideal. După suprimarea acestuia (la $T < T_c$), cîmpul se menține în corp conform aceluiași principiu precizat anterior (fig. 7b).

În cazul supraconductoarelor se vede, din figura 7c, că indiferent de cale (prima sau a 2-a) se obține aceeași stare finală, adică pentru $H_{ext} < H_c$ și $T < T_c$ cîmpul în interior este nul (practic expulzat la periferia corpului).

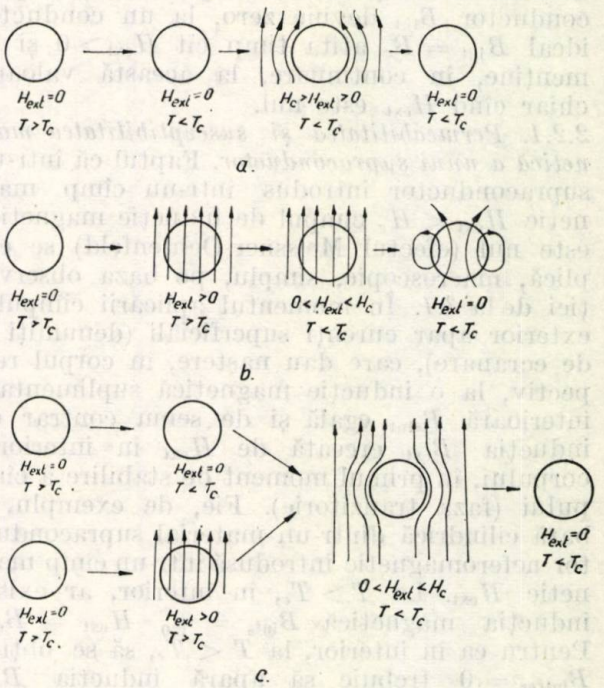


Fig. 7

Din acest motiv corpul supraconductor se poate considera că prezintă un diamagnetism perfect.

Curbele de magnetizare $B_{int} = f(H_{ext})$ pentru cele două categorii de corpuri care exprimă grafic evoluția fenomenologică a magnetizării ilustrată în figura 7a, b, c sînt reprezentate în figura 8.

Se observă uşor, din această figură, că ambele conductoare (ideal, respectiv supraconductor) aflate la starea zero ($B_{int} = 0$; $H_{ext} = 0$) se comportă identic odată cu creşterea lui H_{ext} pînă cînd $H_{ext} = H_c$, obţinîndu-se un salt

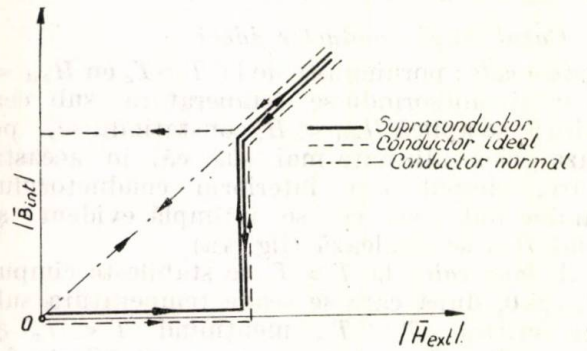


Fig. 8

pentru inducţie de la B_i oarecare la B_c(inducţia magnetică critică). Pentru valoarea H_c, respectiv B_c la creşterea, în continuare, a lui H comportarea celor două corpuri este identică. În procesul de demagnetizare comportarea este identică pînă cînd $H_{ext} = H_c$. Pentru descreşteri ale lui H_{ext} sub valoarea critică apare deosebirea esenţială : în timp ce la un supraconductor B_{int} devine zero, la un conductor ideal $B_{int} = B_c$ atîta timp cît $H_{ext} > 0$ şi se menţine, în continuare, la această valoare, chiar cînd H_{ext} este nul.

2.2.1. Permeabilitatea şi susceptibilitatea magnetică a unui supraconductor. Faptul că într-un supraconductor introdus într-un cîmp magnetic $H_{ext} < H_c$ cîmpul de inducţie magnetică este nul (efectul Meissner-Ochsenfeld) se explică, macroscopic, simplu, pe baza observaţiei de la *3.1.* În momentul aplicării cîmpului exterior apar curenţi superficiali (denumiţi şi de ecranare), care dau naştere, în corpul respectiv, la o inducţie magnetică suplimentară interioară B_{sint} egală şi de semn contrar cu inducţia B_{ext} creeată de H_{ext} în interiorul corpului, în primul moment de stabilire a cîmpului (faza tranzitorie). Fie, de exemplu, o bară cilindrică dintr-un material supraconductor neferomagnetic introdusă într-un cîmp magnetic H_{ext}. La $T > T_c$, în interior, ar exista inducţia magnetică $B_{int_0} = \mu_0 H_{ext} = B_{ext}$. Pentru ca în interior, la $T < T_c$, să se obţină $B_{intrez} = 0$ trebuie să apară inducţia B_{sint} egală şi de sens contrar cu B_{ext}. Considerînd distribuţia curenţilor superficiali echivalentă cu un solenoid foarte lung se poate admite că, în centrul său se obţine la $T < T_c$ cîmpul :

$$H_{int_0} = \frac{B_{int_0}}{\mu_0} = \frac{I_{ts}}{l}, \qquad (25)$$

în care I_{ts} este curentul total superficial distribuit, uniform, de-a lungul solenoidului.

Impunînd condiţia ca inducţia magnetică dintr-un punct în interiorul barei să fie zero, se obţine :

$$\bar{B}_{int_0\,(T<T_c)} = \mu_0 [\bar{H}_{int_0\,(T<T_c)} + \bar{M}_{(T<T_c)}]. \qquad (26)$$

Înlocuind (25) în relaţia (26) şi ştiind că :

$$\bar{M}_{(T<T_c)} = -\frac{\bar{B}_{int_0\,(T<T_c)}}{\mu_0},$$

rezultă :

$$\bar{B}_{int_0\,(T<T_c)} = \mu_0 \left[\frac{\bar{B}_{int_0\,(T<T_c)}}{\mu_0} - \frac{\bar{B}_{int_0\,(T<T_c)}}{\mu_0} \right] = 0. \qquad (27)$$

Pe de altă parte se poate scrie, ţinînd seama şi de legea magnetizaţiei temporare pentru materiale liniare şi izotrope :

$$\bar{B}_{int_0\,(T<T_c)} = \mu_{s\,(T<T_c)} \cdot \bar{H}_{int\,(T<T_c)}. \qquad (28)$$

Ţinînd seama de (27) rezultă permeabilitatea absolută în stare supraconductoare :

$$\mu_{s\,(T<T_c)} = 0.$$

Întrucît, în general :

$$\mu_{s\,(T<T_c)} = \mu_0 \mu_{rs\,(T<T_c)},$$

iar :

$$\mu_{rs\,(T<T_c)} = 1 + \varkappa_m,$$

rezultă :

$$1 + \varkappa_m = 0$$

şi deci :

$$\varkappa_m = -1. \qquad (29)$$

Rezultă că, din punct de vedere magnetic, se poate afirma că *un supraconductor este un corp avînd susceptivitatea diamagnetică egală cu* -1.

2.2.2. Efectul de ecran magnetic al unei cavităţi supraconductoare. Pentru simplificare se consideră o cavitate supraconductoare cilindrică (fig. 9.) căreia, în prealabil, i se scade temperatura sub valoarea critică ($T < T_c$). După ce corpul devine supraconductor i se aplică cîmpul $\bar{B}_0 = \bar{B}_{ext}$. Materialul fiind diamagnetic perfect rezultă că în orice punct din masa supraconductorului $\bar{B}_{intcorp} = 0$. Acest lucru este posibil numai admiţînd, la nivel macroscopic, apariţia curenţilor superficiali "diamagnetici" i_d, care să creeze în corp un cîmp de inducţie magnetică invers, capabil să anuleze cîmpul $\bar{B}_{ext}$. Acest cîmp va anula, evident, şi pe cel din cavitate care *se va comporta, deci, ca un ecran magnetic.*

O a doua situație este posibilă prin aplicarea cîmpului $\bar{B}_{ext}$ înainte de a face corpul supraconductor, deci pentru $T > T_c$. În acest caz, fluxul magnetic străbate atît masa corpului, cît și cavitatea. Dacă corpul ar fi un conductor

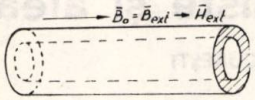


Fig. 9

ideal (perfect) această distribuție, după cum se știe, nu se modifică după anularea rezistenței. În cazul unui supraconductor, pentru $T < T_c$, el devine perfect diamagnetic, dar fluxul magnetic în cavitate devine nenul, fapt explicabil prin apariția unor curenți paramagnetici i_p de circulație opusă lui i_d, curentul net de circulație $i_p - i_d$ fiind acela care generează inducția nenulă egală cu $\bar{B}_{cav} - \bar{B}_0$. Întrucît, așa cum s-a arătat, fluxul magnetic care înlănțuiește orice circuit lipsit de rezistență nu se poate modifica, rezultă că fluxul magnetic stabilit într-o cavitate practicată într-un corp supraconductor, precum și curentul i_p asociat lui va persista chiar dacă B_0 se modifică sau se anulează, ceea ce arată că, în acest caz, cavitatea nu mai poate fi considerată ca un ecran magnetic. Rezultă că o *cavitate practicată într-un masiv supraconductor poate avea funcție de ecran magnetic numai dacă el devine supraconductor (la $T < T_c$) înainte de a se stabili cîmpul magnetic perturbator și cu condiția ca acesta să aibă o valoare mai mică decît intensitatea cîmpului magnetic critic.*

Bibliografie

[1] *Rose — Innes, A. C., Rhoderick, E. H.*, Introduction to superconductivity. Oxford, Pergamonn Press, 1969.

[2] *Schaffernak, A. F.* Beitrag zum technischen Verständnis der phänomenologischen Supraleitungstheorien. Teil I. In: Elektrotechnik und Maschinenbau, 1975, März, Heft 3, p. 103—113.

[3] *Schaffernak, A. F.* Der Typ I — Supraleiter insprüngförmigen äusseren Magnetfeld, In: Archiv für Elektrotechnik **56**, 1974, p. 112—119.

[4] *Parsch, C. P.* Supraleiter und supraleitende Magnete. Siemens Aktiengeselleschaft, München, Berlin, 1975.

[5] *Koppe, H.* Elektrodinamics of superconductors. In: Elektrotechnicky Casopis, **XXI**, 1970, nr. 4—6, p. 243—250.

[6] *Milleron, P. F., Fournet, G.* Thermodynamics of type II superconductors. In: Elektrotechnicky Casopis, **XXI**, 1970, nr. 4—6, p. 257—270.

[7] *Mandelssohn, K., Buckel, W.* ș.a. Vorträge über Supraleitung, Basel-Stuttgart, Birkhäuser Verlag, 1968.

[8] *Saint Jones, D., Thomas, E. J.* Type II Superconductivity, Pergammon Press, Oxford, London, 1969.

[9] *Lynton, E. A.* Supraleitung, Mannheim, Hochschultaschenbücher Verlag, 1964.

[10] *Buckel, W.* Supraleitung, Grundlagen und Anwendungen, Physik Verlag, 1972.

[11] *Masser, E.* Aspekte der Anwendung tiefer Temperaturen in Elektrotechnik, In: ETZ-A, Bd. **89** (1968), Heft 14, p. 335 — 339.

[12] *Bogner, G.* Supraleitung-Anwendungen, Vortrag beim Lehrgang „Kryotechnik" des Arbeits Kreisses Kryotechnik der DFG, der DAGU von 2...6.04.1973 im Karlsruhe.

[13] *Hadlow, W.* ș.a. Superconductivity and its application to power engineering. In: Proc. IEE, IEE Review, vol. **119**, No. 8R, august 1972.

[14] *Fastowsky, W., Petrowsky, J., Rowinsky, A.* Kryotechnik, Berlin, Akademie Verlag, 1970.

[15] *Williams, J.E-C.* Superconductivity and its Application, Pion Limited, 207, Brandesburg Park, London, NW 21 970.

[16] *Parks, R. D.* Superconductivity, 2 Bände, Marcel Deker, Inc. New-York, 1969.

[17] *Feynman, R. P.* Fizica modernă (mecanica cuantică), Vol. 3, trad. din lb. engleză, București, Ed. tehnică, 1970.

[18] *Buckel, W.* Über einige Grundtatsachen der Supraleitung. In: ETZ-A, 1968, Iuni, Heft 13, p. 297—298.

[19] *Heim, M.* Die theoretischen Vorstellungen der Supraleitung. In: ETZ-A, 1968, Heft B, p. 301—304.

[20] *Goodmans, B. B.* Applications of superconductivity. In: Postepy Fiz. Poland, vol. **24**, No. 4, 1973, p. 731—791.

[21] *Sicev, V. V.* Stovremennoe sostoianie i perspectivi techniceskogo ispolzovaniia ivlenii o sverhprovodmosti. In: Energhetika i transport URSS., nr. 5, iul — aug 1966, p. 26—32.

[22] *Anderson, A. C.* Superconducting leads for cryogenic applications. In: Rev. Sci. Instrum (U.S.A.), vol. **40**, No. 9, 1969, p. 1243.

[23] *Francis, B.* Superconductivity translating theory into engineering practice In: Des. Engn. (G.B.), sep 1973, p. 46—49.

[24] *Blohințev, D. I.* Osnovî cvantovoi mehaniki. Moskva, Gosizdatehteor, 1949.

Intrat în redacție la 10.IX.1976

CZ 621.396.82

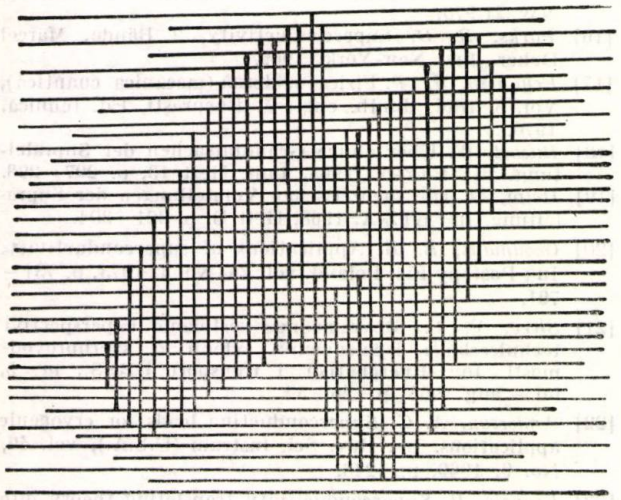
DEGRADAREA IMAGINILOR
REFACEREA IMAGINILOR
SIMULARE

Unele observații privind degradarea și refacerea imaginilor cu perturbații deterministe și aleatoare

MIHAIL VÂRTOSU ȘI DORIN IRIMESCU* — BUCUREȘTI

Introducere

Recunoașterea obiectelor conținute în imagini cunoaște o continuă lărgire a domeniului de aplicare, devenind extrem de utilă în cercetările spațiale, fizică, medicină etc. Apelîndu-se cu succes la *utilizarea calculatorului* pentru extragerea și prelucrarea informației din imagini, s-au constituit deja o serie de metode și sisteme de prelucrare [1], [2], [3]. Una din figurile de merit a tuturor acestor metode o constituie capacitatea de a extrage și prelucra informația din *imagini afectate de perturbații*. În acest sens, se impune structura



a)

0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
0	0	1	1	3	3	3	1	1	1	1	1	1	1	0	0
0	0	1	1	3	3	3	3	1	1	1	1	3	1	1	0
0	1	1	3	3	3	3	3	1	1	1	3	3	1	1	1
0	1	1	3	3	3	3	3	1	3	3	3	3	1	1	1
1	1	1	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	1	1	1
1	1	1	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	1	1	1
1	1	1	3	3	3	3	1	1	3	3	3	3	1	1	1
1	1	1	3	3	3	2	2	2	3	3	3	3	1	1	1
1	1	1	3	3	3	3	2	3	3	3	3	3	1	1	1
1	1	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	1	1	1
0	1	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	1	1	1	0
0	1	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	1	1	0	0
0	1	3	3	3	1	1	3	3	3	3	1	1	0	0	0
0	0	1	3	1	1	1	3	3	3	3	1	0	0	0	0
0	0	1	1	1	1	1	1	3	1	1	0	0	0	0	0

b)

Fig. 1

rea unor tehnici eficiente de refacere a imaginilor perturbate. În lucrare se abordează o serie de aspecte legate de *tehnicile de refacere a posteriori*, încercînd stabilirea unei corespondențe cu mecanismele de prelucrare proprii percepției vizuale umane [4].

I. Analiza perturbațiilor în imagini numerice

1. Se presupune că imaginile de prelucrat au fost înregistrate și s-a realizat cu una din tehnicile cunoscute [5] codarea lor. De aceea, se studiază imaginea ca pe o *matrice* $M \times N$, avînd ca elemente numere întregi, de regulă pozitive, care reprezintă *mărimea nivelului de gri* în porțiunea respectivă a imaginii (fig. 1). De reținut că, într-un șir de situații, se poate lucra și cu nivele de gri negative, făcîndu-se o convenție corespunzătoare.

2. Cea mai generală clasificare a perturbațiilor care apar în imaginile numerice le împarte în : *deterministe și aleatoare*. Deși sub raport cauzal se cunoaște natura tuturor factorilor care afectează imaginile și, prin urmare, orice proces de degradare are caracter legic, obiectiv, mecanismele prin care se degradează imaginile au, distinct, sau caracter determinist, sau aleator.

Cele mai tipice exemple pentru aceste două categorii le constituie perturbațiile cauzate de mișcarea relativă între imaginea de înregistrat și aparatul înregistrator (fig. 2), respectiv

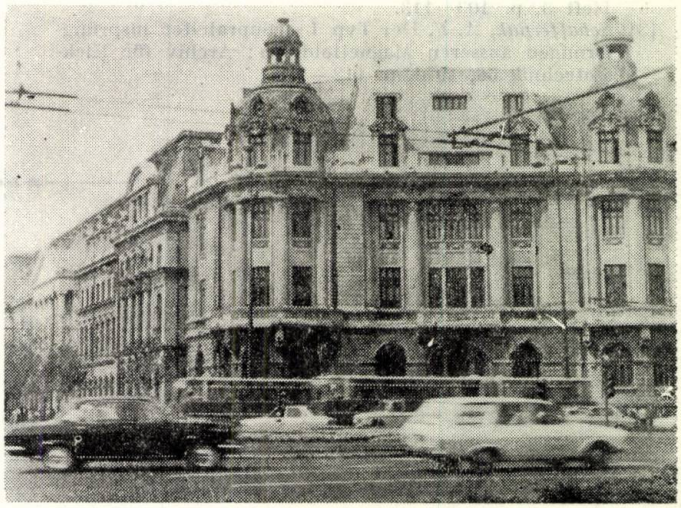


Fig. 2

* Ing. *M. Vârtosu* și ing. *D. Irimescu* lucrează la Institutul politehnic — București.

cele produse de granulația necorespunzătoare a filmului și hîrtiei fotografice (fig. 3). Trebuie subliniat de la început că refacerea imaginilor perturbate necesită cunoașterea precisă a legilor conform cărora este perturbată imaginea.

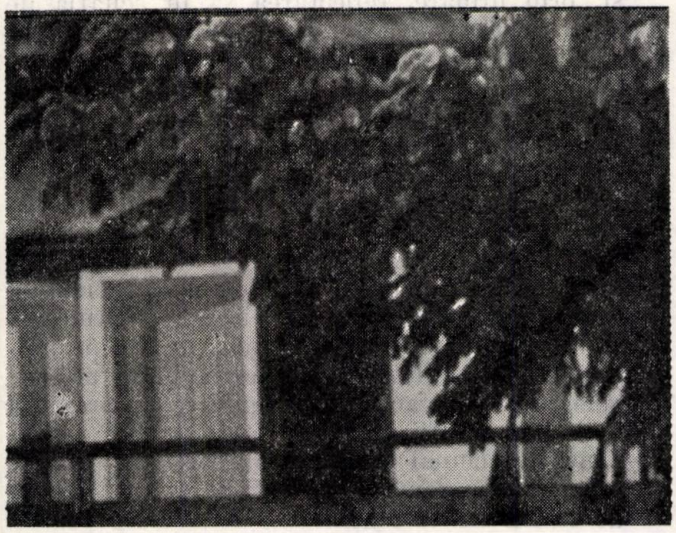


Fig. 3

3. Cîteva dintre defectele cele mai frecvente:
a — difracția, datorată limitărilor introduse în imagine de apertura sistemului de înregistrare;
b — aberații, caracteristice sistemului de înregistrare a imaginii;
c — distorsiuni, cauzate de neomogenități în indicele de refracție al căii optice pe care se face înregistrarea imaginii;
d — zgomotul, în general de natură stochastică, însoțește imaginile înregistrate, putînd fi: aditiv, multiplicativ sau, mai general, dependent de semnalul înregistrat;
e — mișcarea relativă între obiectul a cărui imagine este de înregistrat și sistemul de înregistrare.

Desigur, șirul defectelor se poate extinde adăugînd deformările produse imaginii de *defectele imaginilor obiectelor* conținute în imagine, intervenite în timpul înregistrării, cum ar fi: fragmentarea, umbrirea sau suprapunerea obiectelor, deformarea imaginilor obiectelor datorită perspectivei etc. Ne vom referi, însă, numai la degradările care privesc imaginile în ansamblu și afectează, din această perspectivă, rezultatele prelucrării automate a informației conținute în ele.

4. Mai puțin tratată de cercetătorii acestui domeniu, problema *evaluării imaginilor* este de reală necesitate atît în identificarea calității sau defectelor imaginilor, cît și în estimarea eficienței tehnicilor de refacere experimentate. În opinia autorilor, se desprind cîteva metode de bază:

a — estimarea calității imaginilor pornind de la parametrii proprii psihofiziologiei percepției vizuale umane (contrast, formă, textură); metoda este deosebit de eficientă în cazuri particulare [6], dar nu se pretează la o modelare suficient de generală;

b — exprimarea calității imaginii ca funcție de o serie de parametri statistici ai distribuției de nivele de gri; de exemplu: deviația medie pătratică a funcției nivel de gri [7]. Deși metodele de acest gen sînt ușor de implementat pe calculator, admițînd că omul este ultimul element în sistemul de prelucrare, apreciem că evaluările bazate pe criterii statistice nu sînt satisfăcătoare; este evident că ochiul nu compune imaginile pe baza unor criterii de medie pătratică.

c — utilizarea unor combinații, de regulă liniare, între rezultatele unor operații de prelucrare aplicate pe porțiuni de imagine a dat, rezultate optime. În capitolul IV.5 se reia această problemă.

II. Modelarea perturbațiilor imaginilor

1. Utilizînd *modelul sistemelor optice liniare* incoerente, tot mai frecvent folosit pentru descrierea transformărilor care conduc de la obiect la imaginea sa, intensitatea imaginii (cu degradări) se scrie:

$$D(\underline{x}) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\underline{x}, \underline{y}) \cdot O(\underline{y})\, \mathrm{d}\underline{y}, \qquad (1)$$

unde: $\underline{x} = (x_1, x_2)$, iar $O(\underline{x})$ este intensitatea obiectului; $f(\underline{x}, \underline{y})$ — răspunsul funcție de coordonatele _ la un impuls unitar la coordonatele $\underline{y}$ în planul obiectului [8].

2. Se ia în discuție cazul deformării imaginii datorită *mișcării obiectului* în fața aparatului de înregistrat, cu o viteză constantă $\underline{a}$ în intervalul $[0, t_1]$ (fig. 4). Imaginea înregistrată

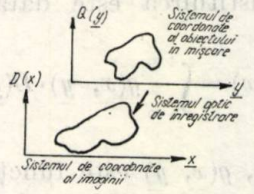


Fig. 4

$D(\underline{x})$ se realizează prin integrarea în timp a imaginii în mișcare $D(\underline{x}, t)$ pe intervalul de timp dat [8]:

$$D(\underline{x}) = \int_0^{t_1} D(\underline{x}, t)\, \mathrm{d}t. \qquad (2)$$

Bineînțeles, pentru *mișcarea uniformă* se poate scrie:

$$D(x, t) = O(x - at) \qquad (3)$$

și, după o schimbare de variabilă:

$$D(x) = \int_{\tau = x - at_1}^{\tau = x} \frac{O(\tau)}{a} \, \mathrm{d}\tau. \tag{4}$$

Evident, de aici decurge:

$$\mathrm{f}(\tau) = \begin{cases} \dfrac{1}{a}, & \text{pentru } 0 \leqslant \tau \leqslant at_1 \\ 0, & \text{în rest.} \end{cases} \tag{5}$$

Mai general, pentru cazurile de mișcare după o lege dată pe o singură direcție, s-a dedus pentru imaginea degradată de mișcarea respectivă formula:

$$D(x) = \int_{\tau = h(x,0)}^{\tau = h(x,t)} O(\tau) \cdot \left| \frac{\dfrac{\partial h(x,t)}{\partial x}}{\dfrac{\partial h(x,t)}{\partial t}} \right| \mathrm{d}\tau, \tag{6}$$

unde h este funcția care definește mișcarea. Din (6) decurge:

$$\mathrm{f}(x, \tau) = \begin{cases} \left| \dfrac{\dfrac{\partial h(x,t)}{\partial x}}{\dfrac{\partial h(x,t)}{\partial t}} \right|_{t = f(\tau, x)}, & \text{pentru } h(x,0) \leqslant \tau \leqslant h(x,t_1) \\ 0, & \text{în rest.} \end{cases} \tag{7}$$

3. Se notează cu $D(\underline{x})$ înregistrarea imaginii degradate și cu $\hat{R}(\underline{x})$, estimatul (reconstituirea) imaginii inițiale; aici $\underline{x} = (x_1, x_2)$.

Presupunînd că în imaginea degradată apar deopotrivă zgomotul stochastic și cel determinist, reconstituirea este dată de ecuația:

$$\hat{R}(\underline{x}) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\underline{x}, \underline{y}) \cdot D(\underline{y}) \, \mathrm{d}\underline{y}. \tag{8}$$

În formulă, $g(\underline{x}, \underline{y})$ este funcția de transfer care sintetizează degradările deterministe survenite de imagine, iar D are expresia din formula (1) modificată:

$$D(\underline{x}) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\underline{x}, \underline{y}) \cdot O(\underline{y}) \mathrm{d}\underline{y} + z(\underline{x}). \tag{9}$$

4. *Zgomotul aleator*, datorat, în general, erorilor de măsurare, radiației de fond, granulației filmului și materialului pe care se înregistrează, sau unor perturbații stochastice pe canalul optic de înregistrare, este înglobat în termenul $z(\underline{x})$. Erorile de măsurare și defectele generate de radiația fondului imaginii, pentru o gamă largă de aplicații, sînt bine redate de un termen aditiv în ecuația (9). Cît privește zgomotul generat de granulația filmului și suportul imaginii, acesta este dependent de imagine [9] și, prin urmare, reflectarea sa în ecuația de reconstituire depinde de caracteristicile imaginii respective. Din *experimentele proprii* rezultă că în imaginile cu contrast scăzut se poate lucra cu un model în care acest zgomot să apară printr-un termen aditiv; dimpotrivă, rezultatele unor experimente realizate pe imagini cu contrast puternic [10] indică oportunitatea unui model în care zgomotul apare multiplicativ.

Întrucît ne preocupă îndeosebi prelucrarea unor *imagini cu contrast slab* în cele ce urmează, se va considera numai modelul bazat pe aditivitate. De altfel, formularea unor metode generale de refacere a imaginilor în prezența unor perturbații modelate prin termeni dependenți de semnal sau multiplicativi este foarte dificilă, necesitînd capacități de calcul și timpi de calcul foarte mari.

Astfel, se impune, mai întîi eliminarea, pe *modelul aditiv*, a defectelor deterministe și, în mod deosebit, a celor cauzate de mișcare.

5. În *modelarea degradării complexe a imaginilor*, pentru a surprinde defectele datorate cauzelor deterministe, cît și celor aleatoare, s-au evidențiat printr-un model bazat pe *superpoziție*. Vom admite că defectele deterministe care apar în imagini sînt cauzate doar de o *mișcare invariantă în spațiu*, în conformitate cu o lege cunoscută. Se poate imagina atunci un model (fig. 5) în care apar, separat, defectele datorate mișcării între obiect și sistemul optic unde se formează imaginea, respectiv

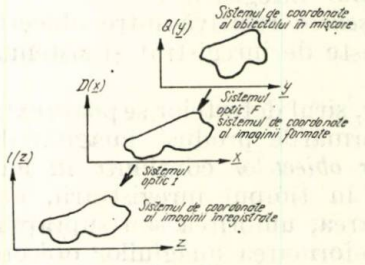


Fig. 5

defectele (cu caracter aleator, statistic) care intervin în procesul de înregistrare a acestei imagini în sistemul optic de înregistrare. În asemenea condiții, imaginea degradată $D(\underline{x})$ rezultă numai din mișcarea invariantă în spațiu, pe cînd în imaginea degradată înregistrată $I(\underline{z})$ sînt încorporate și defectele de înregistrare (care sînt, de regulă, variante în spațiu).

Evident:

$$I(\underline{z}) = \int_{-\infty}^{+\infty} i(\underline{z}, \underline{x}) \cdot D(\underline{x}) \, \mathrm{d}\underline{x}. \tag{10}$$

Din (1) şi (9) s-a dedus o schemă-bloc corespunzătoare (fig. 6). Desigur, în final se scrie:

$$I(\underline{z}) = \int_{\underline{x}} \int_{\underline{y}} i(\underline{z}, \underline{x}) \cdot \mathrm{f}(\underline{x}, \underline{\tau}) \cdot O(\underline{\tau})\, \mathrm{d}\underline{\tau}\, \mathrm{d}\underline{x}. \quad (11)$$

Se poate afirma că schimbarea ordinii celor două transformări cuprinse în diagrama din figura 6 conduce, în general, la modificarea aspectului imaginii înregistrate $I(\underline{z})$. De altfel,

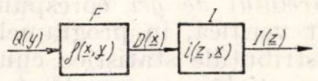


Fig. 6

apelînd la modelul matricial (cap. 11) şi atribuind fiecărei operaţii cîte o matrice pătrată corespunzătoare, *necomutativitatea operaţiilor* decurge din însăşi necomutativitatea înmulţirii matricilor. Desigur, dacă $\mathrm{f}(\underline{x}, \underline{\tau})$ şi $i(\underline{z}, \underline{x})$ sînt ambele invariante în spaţiu, se poate vorbi de comutativitate în condiţiile în care au fiecare transformată Fourier.

III. Diminuarea efectelor perturbaţiilor deterministe

1. După cum s-a arătat în capitolele II.3 şi II.4, diminuarea sau înlăturarea unor efecte produse în imagini de perturbaţiile deterministe *trebuie să preceadă*, în condiţiile unor imagini cu contrast slab, înlăturarea efectelor perturbaţiilor aleatoare. Ca atare, se va aborda, în continuare, problema refacerii imaginilor afectate de cea mai frecventă perturbaţie deterministă: mişcarea relativă între obiectul studiat şi planul în care se formează imaginea sa, plecînd de la ecuaţiile (8) şi (9).

Metodele de refacere a imaginilor după degradarea lor prin mişcare sînt de preferat sistemelor de compensare a mişcării, care se mai utilizează în unele instalaţii de înregistrare a imaginilor. Într-adevăr, aceste instalaţii şi sisteme sînt concepute astfel încît pot compensa o gamă finită de perturbaţii cauzate în imagini de mişcare şi orice modificare în condiţiile luate iniţial în consideraţie conduce la degradarea imaginilor [11].

2. Vom presupune, în cele ce urmează, că imaginea se extinde pe un *interval infinit în spaţiu* şi că în formula (1) f este definită şi cunoscută pe acelaşi interval. În aceste condiţii se situează, de altfel, imaginea unui obiect de dimensiuni reduse, care se deplasează pe un fond de intensitate cunoscută, distanţa de deplasare fiind mult mai mică decît dimensiunile fondului.

Dacă în ecuaţia (1) se poate scrie $\mathrm{f}(\underline{x}, \underline{y}) = \mathrm{f}(\underline{x} - \underline{y})$, este evident că, luînd în consideraţie definiţia şi proprietăţile transformatei Fourier, se poate scrie:

$$\bar{D}(\underline{\omega}) = \bar{O}(\underline{\omega}) \cdot \bar{F}(\underline{\omega}), \quad (12)$$

unde $\bar{A}(\underline{\omega})$ este transformata Fourier a funcţiei $a(\underline{x})$. Se regăseşte astfel:

$$\bar{O}(\underline{\omega}) = \frac{1}{\bar{F}(\underline{\omega})} \cdot \bar{D}(\underline{\omega}). \quad (13)$$

3. *Filtrul spaţial invers* $\bar{F}_i = \dfrac{1}{\bar{F}(\underline{\omega})}$ are, în general, transformată inversă *necauzală*, dar prelucrarea a posteriori nu este afectată de acest fapt, întrucît foloseşte întreaga informaţie înregistrată [12]. Ceea ce afectează refacerea imaginii prin această metodă este prezenţa unor zerouri în formula lui $\bar{F}(\underline{\omega})$, care conduc la infinităţi în filtrul invers. Astfel, reluînd exemplul lui II.2, se obţine transformata formulei (5):

$$\bar{F}(\omega) = \frac{1 - e^{-j \cdot 2\pi\omega\, at_1}}{j \cdot 2\pi\omega\, a}, \quad (14)$$

care are zerouri la $\omega = \dfrac{k}{at_1}$, $k = \pm 1, \pm 2, \ldots$ şi, ca urmare, poli corespunzători în filtrul spaţial invers.

Un caz sugestiv aprofundat de autori este filtrarea inversă cu filtrul spaţial:

$$\bar{F}(\omega) = \frac{J_1(k\omega)}{k\omega}, \quad (15)$$

unde J_1 este funcţia Bessel de prim ordin (acest filtru apare la sistemele optice cu apertură circulară şi focalizare necorespunzătoare); reprezentarea grafică a filtrului invers este dată în figura 7. Prelucrarea cu ajutorul său a imaginilor conduce la inversări de contrast în zonele cu frecvenţe corespunzătoare lobilor negativi din figura 7.

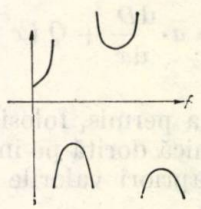


Fig. 7

4. Pentru eliminarea acestui gen de inconveniente, s-a stabilit ca soluţie [13] înlăturarea condiţiei de a se reproduce, în imaginea refăcută, fondul acesteia pe o regiune foarte întinsă.

Din experimentele autorilor, reiese că cea mai eficientă soluție este utilizarea unui *filtru invers modificat* $\bar{F}_{im}(\omega)$ care să permită regăsirea $O(y)$ pe domeniul în care are loc deplasarea care afectează imaginea, furnizînd în restul domeniului o ieșire arbitrară. Astfel, s-a optimizat filtrul invers modificat corespunzător ecuației (14), stabilindu-se, în final:

$$\bar{F}_{im}(\omega) = \frac{2\pi j\omega a \cdot [1 - e^{-2\pi j\omega d}]}{1 - e^{-2\pi j\omega a t_1}}, \qquad (16)$$

obținîndu-se astfel refacerea imaginii pe intervalul $o<y<d$ pe care se desfășoară mișcarea uniformă care afectează imaginea.

În rezolvarea unor probleme de refacere a imaginii unor obiecte în care conta mai puțin aspectul obiectelor refăcute și erau esențiale caracteristicile de contur ale acestora, s-a renunțat în formula (16) la factorii în ω conținuți la numărător. Astfel, s-a utilizat un filtru invers modificat de forma:

$$\bar{F}'_{im}(\omega) = \frac{(1 - e^{-2\pi j\omega r}) \cdot (1 - e^{-2\pi j\omega d})}{1 - e^{-2\pi j a t_1}}. \qquad (17)$$

În imaginile rezultate se regăsea efectul fiecărui element, pe o rază r, pornind de la componentele date de (16).

5. O situație neglijată deseori în implementarea tehnicilor de refacere a imaginilor este *ieșirea* unor părți din obiectele înregistrate în mișcare, din *cîmpul de înregistrare* (fenomenul de fereastră). Se impune, în aceste condiții, reconstituirea întregului obiect pe baza informației înregistrate prin fereastră. Abordînd, deocamdată, numai cazuri simple s-a implementat o tehnică recursivă de reconstituire. Astfel, plecînd de la ecuația (4) (valabilă pentru $O \leqslant x \leqslant d$ în cazul mișcării obiectului cu viteza constantă a în direcția x în timpul t_1), regula lui Leibnitz dă formula:

$$O(x) = a \cdot \frac{\mathrm{d}D}{\mathrm{d}x} + Q(x - at_1). \qquad (18)$$

Formula (18) a permis, folosind calculatorul, reconstituirea unică dorită pe intervalul $O \leqslant x \leqslant d$, cunoscînd apriori valorile lui $O(x)$ pentru $-at_1 \leqslant x \leqslant O$.

6. Trebuie subliniat că metodele de refacere și reconstituire prezentate în III.4 și III.5 au dat foarte bune rezultate pentru imagini cu un nivel scăzut de perturbații aleatoare. Pentru un nivel mai ridicat al acestor perturbații, refacerea cu filtrele modificate a condus, în unele cazuri, la amplificarea perturbațiilor aleatoare, pînă acolo încît se maschează însuși efectul înlăturării defectelor cauzate de mișcare.

IV. Refacerea imaginilor degradate în prezența perturbațiilor aleatoare

1. Pornind de la existența unor tehnici verificate de îmbunătățire a calității imaginilor cu perturbații aleatoare [14], [15], autorii au testat eficiența acestora pe imagini afectate de *zgomot cu caracteristici determinate*. În acest sens, a fost pus la punct un ansamblu de programe care generează, pe o suprafață dată, distribuții de elemente cu poziție întîmplătoare și valoare a nivelului de gri întîmplătoare. *Poziția și valoarea nivelului de gri* corespunzătoare fiecărui punct verifică, în programele elaborate, una din distribuțiile statistice cunoscute (*uniformă*, *exponențială* sau *normală*), întrucît aceste programe asociază poziției și valorii elementelor numere aleatoare cu astfel de distribuții.

2. Programul ALEAT (fig. 8) generează numere aleatoare SN prin metoda trunchierii rezultatului unei înmulțiri modulo 2^{32}. Deoarece

```
      SUBROUTINE (A, B, SIGMA, MU, TAU, LAMBDA
     G, N, ALFA, RN1, SN, SN1)
      INTEGER TAU, ALFA, G, RN, RN1
      REAL MU, LAMBDA
      CALL NTRAP
    1 RN=RN1*ALFA
      RSTN=RN
      RST=RSTN*2.0**(-31)
      IF (TAU-2) 3, 2, 4
      DISTRIBUTIE UNIFORMA
    3 SN=(B-A)*RSTN+A
      GO TO 5
      DISTRIBUTIE EXPONENTIALA
    2 SN=-(1.0/LAMBDA)*ALOG(RSTN)
      GO TO 5
      DISTRIBUTIE NORMALA
    4 IF(G-1) 7, 6, 7
    7 N=N+1
      G=G+1
      RN1=RN
      RSTN1=RSTN
      GO TO 1
    6 Z=SQRT(-2.*ALOG(RSTN1)*SIGMA
      SN1=Z*COS(6.283*RSTN)+MU
      SN=Z*SIN(6.283*RSTN)+MU
      G=0
    5 N=N+1
      RN1=RN
      CALL TRAP
      RETURN
      END
```

Fig. 8

numerele rezultate sînt supraunitare, se înmulțesc cu 2^{-31} pentru a deveni subunitare. Apoi, sînt prelucrate corespunzător parametrilor dorîți, pentru fiecare distribuție în parte. Astfel, pentru distribuția uniformă (a, b) este intervalul în care se impune încadrarea numărului; pentru distribuția exponențială, λ este un parametru de control al distribuției. Creșterea lui conduce la restrîngerea domeniului de valori al distribuției. În cazul distribuției normale, μ reprezintă media în jurul căreia se axează distribuția normală, într-un interval aproximativ $(-\sigma + \mu, + \sigma + \mu)$, cu o repartiție pe

o direcţie dată, asemănătoare funcţiei clopot gaussian.Întrucît în dezvoltarea programului apărea depăşirea binară virgulă fixă, depăşirea corespunzătoare a fost mascată cu o subrutină ASSIRIS şi demascată la intrarea, respectiv ieşirea din ALEAT.

Programul TIPAR (fig. 9) preia pentru tipărire, într-un format dat, în tabloul T, numere aleatoare cu o distribuţie impusă. Prin program se realizează conversia real-întreg în tabelul

```
      SUBROUTINE IMPRIM (T, TAB, NN, INT)
      INTEGER TAB
      DIMENSION TAB(100), T(2500)
      DATA IAST/'*'/,IBLK/' '/
      L1=1
      DO 1 I=1,25
      DO 2 II=1, INT
    2 TAB(II)=IBLK
      L2=L1+NN-1
      DO 3 J=L1, L2
      K=T(J)+1
    3 TAB(K)=IAST
      L1=L1+NN
    1 WRITE(108,4) TAB
    4 FORMAT(17X, 100A1)
      RETURN
      END
```

Fig. 9

TAB, care corespunde unei linii, apoi se tipăresc în TAB asteriscuri în poziţiile indicate. Spre exemplu, în figura 10 se prezintă o distribuţie de poziţie exponenţială, iar în figura 11

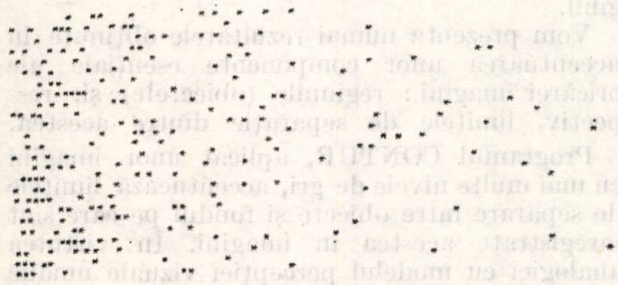


Fig. 10

o distribuţie de poziţie normală, pe direcţia orizontală.

Programul principal (fig. 12) umple tabloul T cu numere, calculează cîte numere sînt necesare tipăririi cu o anumită densitate, cheamă ALEAT, tipăreşte numele distribuţiei şi valorile parametrilor acesteia, cheamă TIPAR. Prin CORECŢIE, numerele care depăşesc una din limitele date sînt aduse la valoarea limitei date.

3. Cu aceste programe, se generează toate cele nouă combinaţii posibile pentru distribuţii aleatoare uniforme, exponenţiale sau normale conferite poziţiei sau valorii elementelor imaginii. De asemenea, se generează distribuţii de densităţi diferite, afectîndu-se în măsură mai mare sau mai mică elementele imaginii iniţiale.

Spre exemplificare, se prezintă cazul unor imagini cu 45 ×30 elemente.

Programul VAL generează elementele unui tablou TTAB (45,2), acestea fiind numerele care reprezintă valorile elementelor. La fiecare apel, programul generează cu ajutorul ALEAT 45 de numere, pe care le aşază în TTAB (I, 2), după CORECŢIE.

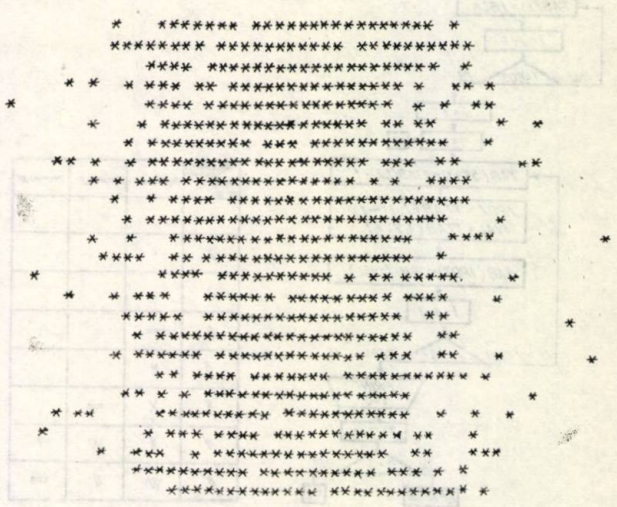


Fig. 11

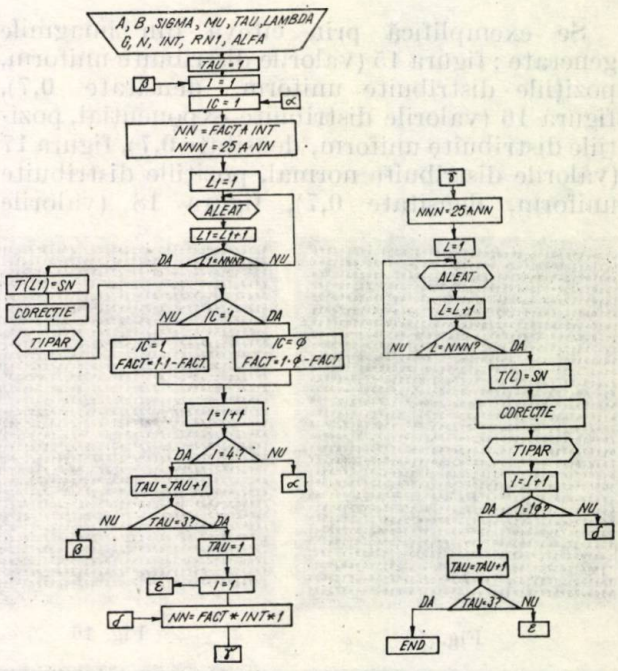


Fig. 12

Programul POZ generează în acelaşi mod 45 de numere, pe care le aşază în TTAB (I, 1), după CORECŢIE. Ele vor folosi pentru determinarea poziţiilor pe care vor apare elemente pe rîndul I din imaginea numerică.

Programul GRI (fig. 13) converteşte numerele din TTAB la valori întregi, calculează IVAL şi IPOZ (valoarea şi poziţia fiecărui element pe linia respectivă din matricea-imagine), stabileşte valorile pe care le va tipări, cu ajutorul matricii IGRI (de dimensiuni 3 ×8).

Matricea IGRI descrie modalităţile de supraimprimare în opt nivele de gri, realizată prin maximum trei treceri (fig. 14).

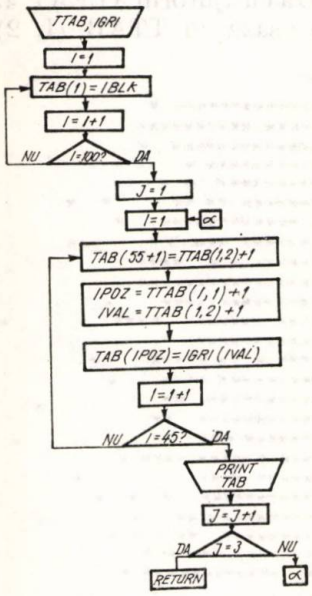


Fig. 13

Simbolurile liniilor de gri	Trecerea I	Trecerea II	Trecerea III
1			
2	·		
3	—		
4	=		
5	*		
6	X	=	
7	X	W	+
8	W	Q	=

Fig. 14

Se exemplifică prin cîteva din imaginile generate : figura 15 (valorile distribuite uniform, poziţiile distribuite uniform, densitate 0,7), figura 16 (valorile distribuite exponenţial, poziţiile distribuite uniform, densitate 0,7), figura 17 (valorile distribuite normal, poziţiile distribuite uniform, densitate 0,7), figura 18 (valorile distribuite uniform, poziţiile distribuite exponenţial, cu densitatea 0,7).

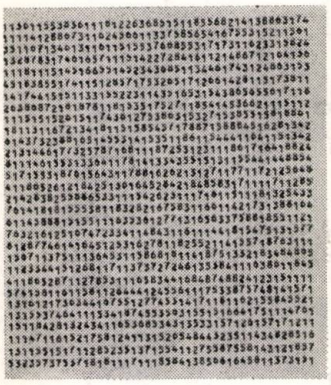


Fig. 15

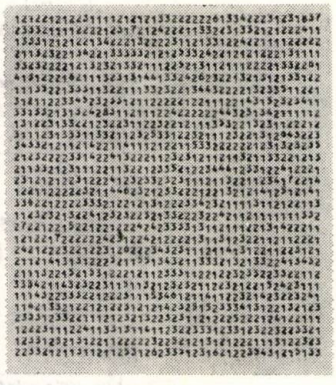


Fig. 16

Fig. 17

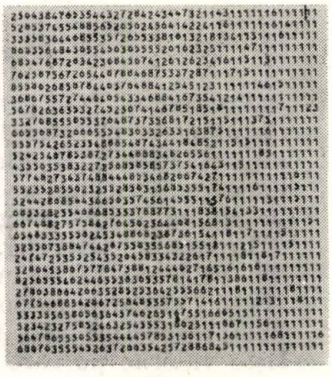


Fig. 18

După cum s-a precizat în II.4, aceste distribuţii au fost folosite pentru perturbarea unor imagini-standard, presupunînd că perturbaţiile sînt aditive, în vederea testării metodelor cunoscute de refacere a imaginilor.

5. Pentru diminuarea sau înlăturarea definitivă a efectelor perturbaţiilor aleatoare, un număr de metode se grupează în jurul filtrării spaţiale, respectiv al transformatei Fourier rapide [16]. Abordînd, însă, prelucrarea imaginilor numerice de către calculator din perspectiva receptării lor de om, apare evidentă necesitatea folosirii altor tehnici, îndeosebi a celor de accentuare (întărire). Într-adevăr, deşi prelucrarea nu poate aduce un supliment de informaţie, prin ea trebuie suprimate sau atenuate elementele nesemnificative şi accentuate, sau *întărite elementele imaginii semnificative* din punctul de vedere al receptorului uman.

Tehnicile de accentuare pot fi : independente de context (procedura utilizată se repetă invariabil în fiecare punct), sau dependente de context (procedura de prelucrare se modifică pe baza experienţei acumulate din prelucrarea imaginii date sau a altor imagini). Tehnicile de accentuare sînt alcătuite, în general, pe baze intuitive ; din punct de vedere matematic, ele operează în sensul accentuării sau atenuării unor porţiuni din spectrul de frecvenţe al imaginii.

Vom prezenta numai rezultatele obţinute în accentuarea unor componente esenţiale ale oricărei imagini : regiunile (obiectele) şi, respectiv, limitele de separaţie dintre acestea.

Programul CONTUR, aplicat unor imagini cu mai multe nivele de gri, accentuează limitele de separare între obiecte şi fondul pe care sînt înregistrate acestea în imagini. În virtutea analogiei cu modelul percepţiei vizuale umane [4], punctele care compun limitele de separare sînt selectate în urma comparării vitezei de variaţie (gradientului) nivelului de gri pe regiuni date din imagine cu un prag anterior stabilit sau între ele. Experienţa demonstrează stabilitatea bună a algoritmului la variaţia pragului de decizie.

Îmbunătăţirea calităţii imaginii se constată evaluînd funcţia :

$$\sum_{i=1}^{M\times N} \alpha_i \cdot \nabla^i\{D(\underline{x})\}, \qquad (19)$$

combinaţie liniară de gradienţii nivelului de gri în toate punctele.

Programul NIVEL analizează diferenţele între valoarea nivelului de gri într-un punct şi media nivelelor de gri pe o vecinătate dată (de regulă cele opt puncte vecine în matricea-imagine) şi, dacă variaţiile depăşesc criteriile testului, mo-

difică valoarea elementului testat, după o lege dată, în sensul nivelării (fig. 19).

Trebuie specificat că experimentele în această direcţie s-au efectuat pe imagini afectate de perturbaţii aleatoare cu distribuţie uniformă, amplitudine redusă şi densitate sub 0,2.

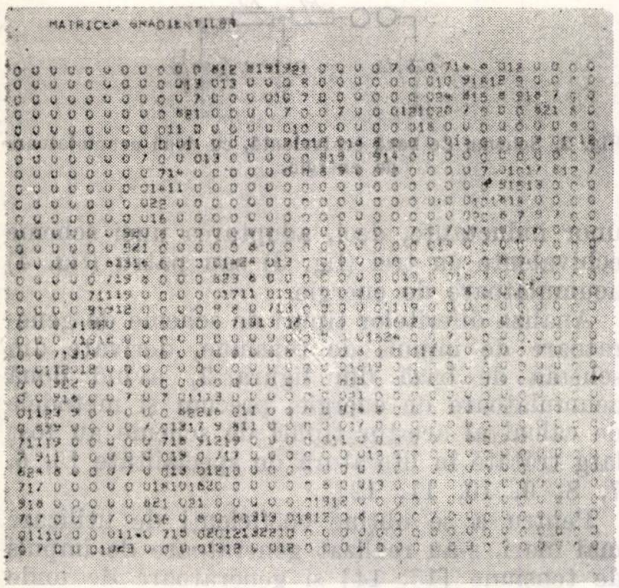


Fig. 19

Concluzii

Modelarea pe calculator a perturbaţiilor imaginilor oferă soluţii multiple pentru refacerea acestora cu mijloace automate. Plecînd de la modelul sistemelor optice liniare, în condiţiile prezenţei perturbaţiilor deterministe şi aleatoare în imagini cu contrast slab, se stabileşte succesiunea operaţiilor de refacere.

Prin modificarea filtrelor inverse, se pot perfecţiona tehnicile de refacere a imaginilor afectate de mişcare. De asemenea, rezultate promiţătoare oferă tehnicile recursive de reconstituire a obiectelor înregistrate parţial.

Generarea, studierea sistematică şi simularea efectelor asupra imaginilor permit, pentru perturbaţiile aleatoare, stabilirea de strategii de înlăturare sau diminuare. Întărirea limitelor de separaţie ale obiectelor conţinute în imagini, precum şi a regiunilor ocupate de acestea, sînt două metode eficiente din perspectiva receptării de către om a rezultatelor prelucrării.

Bibliografie

[1] *Harmon, L. D.* Proc. IEEE, vol. **60**, pag. 1165, 1972
[2] *Ledley, R. S.* IEEE Trans. on comp., vol. C—**21** pag. 740, 1972.
[3] *Hall, E. L.* ş.a. IEEE Trans. on comp., vol. C—**20**, pag. 1032, 1971.
[4] *Cornsweet, T.* Visual Perception. Academic Press, 1970.
[5] *Andrews, H. C.* Computer Techniques in Image Processing. Academic Press, 1970.
[6] *Vârlosu, M.* Bul. şt. IPB, 1975.
[7] *Vârlosu, M.* ş.a. Lucrările sesiunii ştiinţifice „Sisteme automate şi informaţionale în industrie", IPB, 1975.
[8] *Sawchuk, A.* J. Opt. Soc. Am., vol. **63**, pag. 1052, 1973
[9] *Roetling, P.G.* J. Opt. Soc. Am., vol. **55**, pag. 67, 1965.
[10] *Lohmann, A. W.* J. Opt. Soc. Am., vol. **55**, pag. 1030, 1965.
[11] *Cutrona, L. J.* Evaluation of Motion Degraded Images. M. Nagel, 1968.
[12] *Helstrom, C. W.* J. Opt. Soc. Am., vol. **57**, pag. 297, 1967.
[13] *Slepian, D.* Bell Syst. Tech. J., vol. **46**, pag. 2353, 1967.
[14] *Mueller, P. F.* J. Opt. Soc. Am., vol. **57**, pag. 1338, 1967.
[15] *Vlad, V. I.* ş. a. Prelucrarea optică a informaţiei, Bucureşti, Editura Academiei, 1976.
[16] *Cooley, J. W.* ş.a. Proc. IEEE, vol. **55**, pag. 1675, 1967.

Intrat în redacţie la 10.IX.1976

CZ 621.3.083:621.313.13

GENERATOR DE UNDE DE COMUTAŢIE
METODA GRAFOANALITICĂ
PARAMETRII

O metodă de determinare a parametrilor schemelor echivalente ale generatoarelor de unde de comutare, cu patru acumulatoare de energie

CHIRIL POPESCU*—BUCUREŞTI

Introducere

Una din principalele preocupări actuale ale cercetătorilor şi proiectanţilor de aparate de comutare de înaltă tensiune este studiul comportării izolaţiei la supratensiuni de comutare.

Pentru experimemtările necesare acestui scop s-au dezvoltat, în laboratoarele de înaltă tensiune, generatoare capabile să producă unde de tensiune simulatoare a supratensiunilor de comutaţie ce apar în exploatare. În ţară, ca şi în străinătate s-au dezvoltat două tipuri, principial diferite, de generatoare de unde de comutare, unul bazat pe un circuit oscilant,

* Ing. *Popescu Ch.* este director adjunct ştiinţific la I.C.P.E.—Bucureşti.

ce folosește ca element principal transformatorul de încercare la înaltă tensiune de frecvență industrială [1, 2] și altul bazat pe adaptarea generatoarelor de impuls de tensiune [3], existente în laboratoarele de înaltă tensiune. În legătură cu cel de-al doilea tip se va prezenta, în cele ce urmează, o metodă de determinare a parametrilor schemelor echivalente ale generatoarelor de unde de comutare, cu patru acumulatoare de energie, obținute prin completarea corespunzătoare cu inductanțe a generatoarelor de impuls de tensiune existente în laboratoarele de înaltă tensiune.

1. Condiții impuse generatoarelor de unde de comutație

Recomandările CEI [4] admit ambele soluții de principiu practicate în prezent în construcția generatoarelor de unde de comutare, impunînd, totodată, îndeplinirea următoarelor condiții:

— elementele schemei generatorului să fie astfel calculate încît să nu introducă distorsiuni excesive ale formei undei, în prezența curentului din obiectul de încercat, în perioada imediat precedentă descărcării;

— forma undei de comutație, recomandată ca simulatoare a formei supratensiunilor de comutație ce apar în exploatare, este unda 250/2 500, care reprezintă raportul dintre durata pînă la valoarea de vîrf T_1' în microsecunde (fig. 1) și durata de semiamplitudine T_2 în microsecunde;

— toleranțele admise sînt de $\pm 20\%$ pentru T_1', de $\pm 60\%$ pentru T_2 și de $\pm 3\%$ pentru valoarea de vîrf;

— pe vîrful undei se admite o supraoscilație mai mică sau cel mult egală cu 5% din valoarea de vîrf a undei.

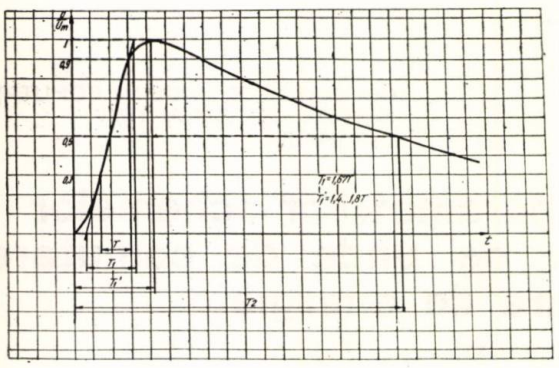


Fig. 1. Unda de comutare aperiodică.

2. Analiza soluțiilor existente pentru realizarea generatoarelor de unde de comutare pe baza generatoarelor de impuls de tensiune

Generatoarele de impuls de tensiune existente în laboratoarele din țară și străinătate, avînd ca schemă echivalentă o schemă cu două acumulatoare de energie (fig. 2), au fost adaptate ca generatoare de undă de comutare, fie prin înlocuirea rezistențelor serie, derivație și de încărcare cu alte rezistențe cu valori mai mari, deci, menținerea schemei cu două acumulatoare de energie, fie prin montarea în serie a

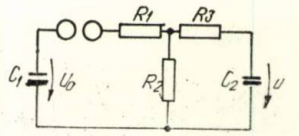


Fig. 2. Schema de bază echivalentă, cu două acumulatoare de energie.

unor inductanțe, deci, adoptarea unei scheme echivalente cu trei (fig. 3) sau patru (fig. 4) acumulatoare de energie.

Analiza diferitelor tipuri de scheme de generatoare de impuls de tensiune, derivate din schema de bază din figura 2, avînd două acumulatoare de energie, precum și metodele de calcul al acestor tipuri de scheme au fost larg tratate în literatura de specialitate [5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12].

Pentru a se obține coeficienți de utilizare mai mari, s-au realizat generatoare de impuls de tensiune [13, 14] și generatoare de unde de comutare [15, 16], avînd ca schemă echivalentă o schemă cu trei acumulatoare de energie, derivată din cele de bază, prezentate în figura 3.

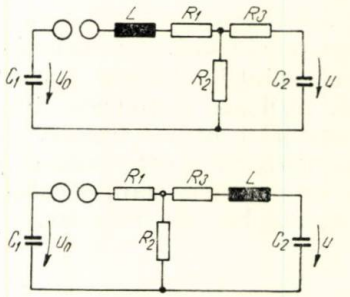


Fig. 3. Scheme de bază echivalente, cu trei acumulatoare de energie.

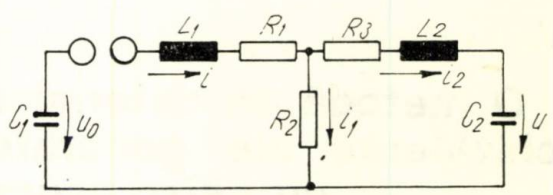


Fig. 4. Schema de bază echivalentă, cu patru acumulatoare de energie.

Modul de calcul al schemelor cu trei acumulatoare de energie pentru unde aperiodice a fost stabilit de F. W. Rutloh [13], care, utilizînd o parte din concluziile teoretice ale lui A. Vondenbusch [14] a stabilit o metodă grafoanalitică de calcul, aplicînd-o la unde de forma 1/5. Adaptînd această metodă la calculul generatoarelor de unde de comutare, s-au obținut,

pentru o schemă echivalentă derivată din cea din figura 3, făcînd $R_1 = 0$, curbele $\tau_1 = f(\beta)$, $\tau_2 = f(\beta)$, $\tau_3 = f(\beta)$ și $\eta = f(\beta)$ (fig. 5), similare celor din VDE [17] pentru schemele echivalente cu două acumulatoare de energie ale generatoarelor de impuls de tensiune. Cu ajutorul acestor curbe s-au calculat parametrii unor scheme, avînd pentru β valori egale cu 0,015; 0,15; 0,33; 0,5. Realizînd la I.C.P.E. aceste scheme cu parametrii calculați, a rezultat, din confruntarea datelor experimentale cu cele de calcul, o bună concordanță atît în ceea ce privește forma undei, cît și în ceea ce privește coeficientul de utilizare.

De asemenea, din aceste experimentări s-a constatat că folosind schemele cu trei acumulatoare de energie pentru adaptarea generatoarelor de impuls de tensiune ca generatoare de unde de comutare aperiodice se obțin, față de utilizarea schemelor cu două acumulatoare de energie, următoarele avantaje:

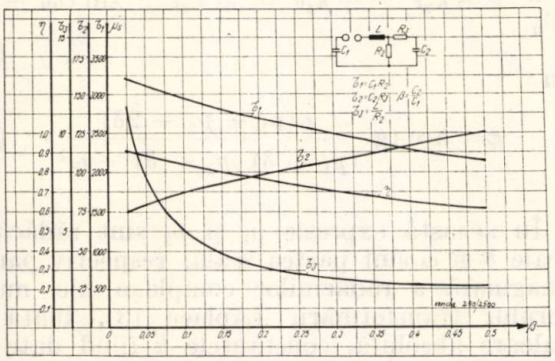


Fig. 5. Variația parametrilor τ_1, τ_2, τ_3 și η pentru o schemă cu trei acumulatoare de energie și unda 250/2 500.

— se asigură coeficienți de utilizare mai buni (cu 5...13% mai mari), în special pentru rapoarte T_2/T_1 mici;

— se asigură o bună liniaritate pe o porțiune mai mare a frontului undei.

Apar, însă uneori, dificultăți în ceea ce privește posibilitățile de realizare practică a inductanțelor la valorile rezultate din calcule (pentru η cei mai mari) și în gabaritele disponibile pe construcția generatoarelor de impuls ce se adaptează.

Pentru a înlătura acest neajuns și contînd, totodată, pe accentuarea avantajelor schemelor cu trei acumulatoare (în ceea ce privește η și liniaritatea frontului), s-a trecut la studierea schemelor cu patru acumulatoare de energie, pentru obținerea undelor aperiodice de comutare.

3. Schema cu patru acumulatoare de energie (fig. 4)

Utilizînd notațiile din această figură, relativ la descărcarea condensatorului C_1, încărcat la tensiunea U_0, pe circuitul oscilant, se poate scrie următorul sistem de ecuații diferențiale:

$$\left.\begin{aligned} U_0 - \frac{1}{C_1}\int_0^t i\,dt &= L_1\frac{di}{dt} + R_1 i + R_2 i_1 \\ i_1 R_2 - R_3 i_2 - L_2\frac{di_2}{dt} &= u \\ i &= i_1 + i_2 \\ i_2 &= C_2\frac{dU}{dt} \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

Prin eliminarea curenților i_1 și i_2 și rezolvarea sistemului de ecuații în raport cu u, se obține:

$$\begin{aligned} U_0 = \frac{L_1L_2C_2}{R_2}\cdot\frac{d^3u}{dt^3} + \left[L_1C_2\left(\frac{R_3}{R_2}+1\right)+\right. \\ \left. + \frac{R_1L_2C_2}{R_2} + L_2C_2\right]\frac{d^2u}{dt^2} + \left[\frac{L_2C_2}{R_2C_1} + \frac{L_1}{R_2} + \right. \\ \left. + R_1C_2\left(\frac{R_3}{R_2}+1\right) + R_3C_2\right]\frac{du}{dt} + \\ + \left[\frac{C_2}{C_1}\left(\frac{R_3}{R_2}+1\right) + \frac{R_1}{R_2} + 1\right]u + \frac{1}{R_2C_1}\int_0^t u\,dt. \end{aligned} \quad (2)$$

Aplicînd transformata Laplace pentru tensiunea u la bornele condensatorului C_2 (tensiunea debitată de schemă) și ținînd seamă de condițiile inițiale $t = 0$, $u = 0$, se obține:

$$\mathcal{L}(u) = \frac{MU_0}{p^3 + A_0p^3 + A_1p^2 + A_2p + A_3} = \frac{P_1(p)}{P_2(p)}, \quad (3)$$

în care s-au utilizat notațiile:

$$\left.\begin{aligned} M &= \frac{1}{\beta\tau_1\tau_{31}\tau_{32}} \\ A_0 &= M[\beta\tau_1(\tau_{31}+\tau_{32}) + \tau_{21}\tau_{32} + \tau_{22}\tau_{31}] \\ A_1 &= \frac{M}{\beta\tau_1}[\beta\tau_1(\tau_{21}+\tau_{22}+\tau_{31}+ \\ &\quad + \beta\tau_{32}) + \tau_{21}\tau_{22}] \\ A_2 &= \frac{M}{\beta\tau_1}[\beta(\beta+1)\tau_1 + \tau_{21} + \beta\tau_{22}] \\ A_3 &= \frac{M}{\tau_1} \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

Din relaţiile (4) se observă că în (3), constantele sînt funcţie de constantele de timp :

$$\tau_1 = R_2C_1,\ \tau_{21} = R_1C_2,\ \tau_{22} = R_3C_2,\ \tau_{31} = \frac{L_1}{R_2},\ \tau_{32} = \frac{L_2}{R_2} \tag{5}$$

şi de raportul :

$$\beta = \frac{C_2}{C_1}. \tag{6}$$

Notînd cu $p_k (k = 1 \ldots 4)$ rădăcinile numitorului transformării Laplace (3), rezultă, conform teoremei I-a a lui Heaviside [18], că funcţia original are expresia :

$$u = \sum_{k=1}^{4} \frac{P_1(p_k)}{P_2'(p_k)}\, e^{p_k t}. \tag{7}$$

4. Analiza diferitelor forme ale funcţiei original

Funcţia original (7), poate lua diferite forme în funcţie de natura rădăcinilor p_k ale polinomului de gradul patru, ce constituie numitorul transformării Laplace (3). La stabilirea diferitelor ipoteze asupra acestor soluţii s-a ţinut seamă că, deoarece toţi coeficienţii polinomului nu pot fi decît pozitivi (aşa cum rezultă din (4), (5) şi (6), rădăcinile p_k au toate părţile reale negative. În consecinţă, s-au determinat formele funcţiei originale în următoarele ipoteze :

I — toate rădăcinile reale şi negative ;
II — două rădăcini reale şi negative, două rădăcini complex conjugate cu partea reală negativă ;
III — rădăcinile complex conjugate două cîte două avînd partea reală negativă.

O analiză a soluţiilor obţinute a condus la concluzia că schemele ce s-ar construi cu soluţiile obţinute în cazul ipotezei III ar fi dificil şi costisitor de realizat pe generatoarele de impuls existente în laboratoarele de înaltă tensiune.

În consecinţă, s-au reţinut numai formele pe care le ia funcţia original în ipotezele I şi II, făcute asupra naturii rădăcinilor p_k.

În cazul ipotezei I, funcţia original devine (anexa 1) :

$$\frac{u}{U_0} = k_1(-k_3e^{-p_1t} + k_2e^{-p_2t} - ke^{-p_3t} + e^{-p_4t}), \tag{8}$$

unde :

p_k sînt rădăcinile numitorului transformării Laplace (3), luate în valoare absolută, iar constantele k sînt date de expresiile :

$$\left.\begin{aligned} k_1 &= \frac{M}{(p_1 - p_4)(p_2 - p_4)(p_3 - p_4)} \\ k_2 &= \frac{(p_1 - p_4)(p_3 - p_4)}{(p_1 - p_2)(p_2 - p_3)} \\ k_3 &= \frac{(p_2 - p_4)(p_3 - p_4)}{(p_1 - p_2)(p_1 - p_3)} \\ k &= \frac{(p_1 - p_4)(p_2 - p_4)}{(p_1 - p_3)(p_2 - p_3)} \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

unde M are semnificaţia din (4).

În cazul ipotezei II, funcţia original devine (anexa 2) :

$$\frac{u}{U_0} = -k_3e^{-p_1t} + k_1e^{-p_2t} + k_2e^{-\delta t}\sin(\omega t - \varphi), \tag{10}$$

cu :

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega(p_1 + p_2 - 2\delta)}{(p_1 - \delta)(p_2 - \delta) - \omega^2}. \tag{11}$$

În această expresie p_1 şi p_2 sînt rădăcinile reale δ şi ω sînt partea reală, respectiv partea imaginară a rădăcinilor complexe ale numitorului transformării Laplace (3), luată în valoare absolută, constantele k fiind date de relaţiile :

$$\left.\begin{aligned} k_1 &= \frac{M}{(p_1 - p_2)[(p_2 - \delta)^2 + \omega^2]} \\ k_2 &= \frac{M}{\omega\sqrt{[(p_1-\delta)^2+\omega^2]\,[(p_2-\delta)^2+\omega^2]}} \\ k_3 &= \frac{M}{(p_1 - p_2)[(p_1 - \delta)^2 + \omega^2]} \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

unde M are semnificaţia din (4).

5. Metoda propusă pentru calculul parametrilor schemei cu patru acumulatoare de energie

Principiul de bază al metodei grafoanalitice, propusă pentru calculul parametrilor schemei, ce rezultă din adaptarea generatoarelor de impuls uzual existente în laboratoarele de înaltă tensiune, pentru care C_1 şi C_2 sînt date, este utilizarea curbelor de variaţie a constantelor de timp din (5) în funcţie de $\beta = C_2/C_1$ pentru diferite forme de unde de comutare definite de CEI [4].

Aceste curbe s-au obţinut cu ajutorul unui program de calcul pe calculatorul digital. Pentru a simplifica acest program de calcul, s-au făcut experimentări pe modele fizice pentru a urmări gradul de influenţă a fiecărui parametru al schemei, asupra caracteristicilor undei.

Din aceste experimentări a rezultat (fig. 4):

— rezistența R_1 influențează defavorabil factorul de utilizare, cînd depășește ordinul sutelor de ohmi. În consecință, ea se va considera nulă, dat fiind că, în realizările practice, inductanța L_1 va fi dimensionată astfel încît rezistența proprie să nu depășească 200—300 ohmi;

— s-au remarcat influențe nesemnificative asupra formei undei, dacă se schimbă între ele L_1 cu L_2, aceasta fiind influențată de suma inductanțelor. A apărut, deci, posibilitatea de a se lua în considerație numai cazurile $L_1 = L_2 = L$.

Făcînd în (5) pe $R_1 = 0$ și $L_1 = L_2 = L$, rezultă că, în loc de cinci constante de timp va trebui să fie determinate numai următoarele trei:

$$\left.\begin{aligned} \tau_1 &= R_2 C_1 = R_2 \frac{C_2}{\beta} \\ \tau_{22} &= R_3 C_2 \\ \tau_3 &= \frac{L}{R_2} = \frac{L}{\frac{\beta \tau_1}{C_2}} = \frac{\gamma}{\beta \tau_1} \end{aligned}\right\} \quad (13)$$

unde s-a notat:

$$\gamma = LC_2 \quad (14)$$

De asemenea, introducînd aceleași condiții în (4), se obține:

$$\left.\begin{aligned} M &= \frac{1}{\beta \tau_1 \tau_3^2} \\ A_0 &= M \tau_3 (2\beta \tau_1 + \tau_{22}) \\ A_1 &= M \left[\tau_{22} + \tau_3 (1 + \beta)\right] \\ A_2 &= M \left(\beta + 1 + \frac{\tau_{22}}{\tau_1}\right) \\ A_3 &= \frac{M}{\tau_1} \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

Cu ajutorul programului de calcul stabilit s-au determinat, pentru unda 250/2 500, variațiile constantelor de timp din (13), în funcție de β, redate în figura 6. Cu ajutorul acestor curbe se obțin valorile constantelor de timp pentru valoarea lui $\beta = C_2/C_1$, ce caracterizează generatorul de impuls de tensiune, ce trebuie modificat și, prin calcule simple, utilizînd expresiile (13) se deduc valorile rezistențelor și inductanțelor ce trebuie montate pe acest generator, pentru a obține unda 250/2 500.

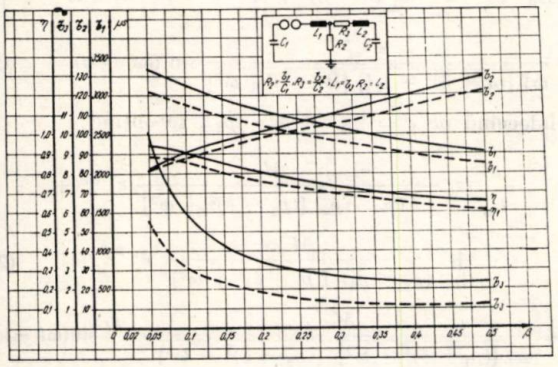


Fig. 6. Variația parametrilor τ_1, τ_{22}, τ_3 și η pentru o schemă cu patru acumulatoare de energie și unda 250/2 500.

6. Experimentări și rezultate obținute

Cu ajutorul metodei stabilite s-au calculat parametrii unor scheme avînd pentru β valori cuprinse între 0,06 și 0,2. Realizînd aceste scheme cu parametrii calculați, a rezultat, din confruntarea datelor experimentale cu cele de calcul o bună concordanță atît în ceea ce privește forma undei, cît și în ceea ce privește coeficientul de utilizare. De exemplu, modificarea unui generator de impuls caracterizat prin $\beta = C_2/C_1 = 0{,}00676\ \mu F/0{,}109\ \mu F = 0{,}062$, pentru a obține unde 250/2 500 s-a realizat, adoptîndu-se pentru parametrii schemei, următoarele valori: $L = 255$ mH, $R_2 = 30$ kΩ, $R_3 = 12{,}5$ kΩ față de următoarele valori rezultate din calcul: $L = 250{,}87$ mH, $R_2 = 30{,}045$ kΩ, $R_3 = 12{,}573$ kΩ. S-a obținut forma de undă cu parametrii 261/2 560 și un coeficient de utilizare de 0,932 față de 0,94, cît a rezultat din calcul.

7. Concluzii

Metoda de determinare a parametrilor schemelor echivalente ale generatoarelor de unde de comutare, cu patru acumulatoare, prezentată, este o metodă grafoanalitică. Ea se bazează pe grafice similare cu cele din VDE 0433 [17], reprezentînd, pentru diferite forme de undă, variația, în funcție de $\beta = C_2/C_1$, a constantelor de timp și a coeficientului de utilizare, în cazul schemelor cu patru acumulatoare de energie.

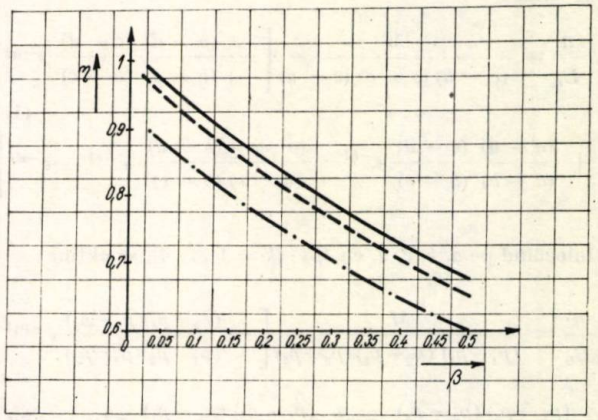


Fig. 7. Variația coeficientului de utilizare η în funcție de raportul β dintre capacitatea de sarcină și cea de impuls, pentru forma de undă 250/2 500 în cazul schemelor cu patru acumulatoare de energie (—) cu trei (— — —) cu două (— · —).

Parametrii schemelor se determină prin calcule simple, din expresiile analitice ale constantelor de timp. Experimentările efectuate pe scheme, ai căror parametri au fost calculați cu metoda prezentată, au demonstrat o bună corelare între datele de calcul și cele experimentale.

Adaptarea schemelor cu patru acumulatoare de energie este justificată din punct de vedere economic, în primul rînd pentru faptul că, așa cum rezultă din figura 7 pentru unda 250/2 500, ele conferă generatoarelor de unde de comutare coeficienți de utilizare mai mari, decît cele cu trei sau două acumulatoare de energie.

ANEXA 1

Relativ la determinarea relației (8)

În ipoteza I-a toate rădăcinile sînt reale și negative. Se notează: $p_1 = -a$, $p_2 = -b$, $p_3 = -c$, $p_4 = -d$, unde a, b, c, $d > 0$.

Numitorul expresiei (3) se scrie:

$$P_2(p_k) = (p + a)(p + b)(p + c)(p + d) \tag{1.1.}$$

și derivata sa:

$$P_2'(p_k) = (p + b)(p + c)(p + d) + (p + a)(p + c)(p + d) + (p + a)(p + b)(p + d)) + (p + a)(p + b)(p + c). \tag{1.2}$$

Înlocuind în (7) pe $P_2'(p_k)$ din (1.2) și $P_1(p_k) = MU_0$, conform (3), se poate scrie:

$$\frac{u}{MU_0} = \frac{e^{-at}}{(a-b)(a-c)(a-d)} + \frac{e^{-bt}}{(a-b)(b-c)(b-d)} - \frac{e^{-ct}}{(a-c)(b-c)(c-d)} + \frac{e^{-dt}}{(a-d)(b-d)(c-d)}, \tag{1.3}$$

de unde:

$$\frac{u}{U_0} = \frac{M}{(a-b)(b-d)(c-d)}\left[-\frac{(b-d)(c-d)}{(a-b)(a-c)}e^{-at} + \frac{(a-d)(c-d)}{(a-b)(b-c)}e^{-bt} - \frac{(a-d)(b-d)}{(a-c)(b-c)}e^{-ct} + e^{-dt}\right]. \tag{1.4.}$$

Înlocuind pe a, b, c, d, cu $|p_k|$ ($k = 1 \ldots 4$), se obține:

$$\frac{u}{U_0} = \frac{M}{(p_1-p_4)(p_2-p_4)(p_3-p_4)}\left[-\frac{(p_2-p_4)(p_3-p_4)}{(p_1-p_2)(p_1-p_3)}e^{-p_1t} + \frac{(p_1-p_4)(p_3-p_4)}{(p_1-p_2)(p_2-p_3)}e^{-p_2t} - \frac{(p_1-p_4)(p_2-p_4)}{(p_1-p_3)(p_2-p_3)}e^{-p_3t} + e^{-p_4t}\right], \tag{1.5.}$$

care, ținînd seamă de relațiile (9), devine (8).

ANEXA 2

Relativ la determinarea relației (10)

În ipoteza a II-a, două rădăcini sînt reale și negative, două, complex conjugate.

Se notează $p_1 = -a$, $p_2 = -b$, $p_{3,4} = -\delta \pm j\omega$, unde a, b, δ și $\omega > 0$.

Numitorul expresiei (3) se scrie sub forma:

$$P_2(p_k) = (p + a)(p + b)(p + \delta - j\omega)(p + \delta + j\omega) \tag{2.1}$$

și derivata sa:

$$P_2'(p_k) = (p + b)(p + \delta - j\omega)(p + \delta + j\omega) + (p + a)(p + \delta - j\omega)(p + \delta + j\omega) + (p + a)(p + b)(p + \delta - j\omega) + (p + a)(p + b)(p + \delta + j\omega).$$

Înlocuind în expresia (7) pe $P_{2(p_k)}'$ din relația (2.2.) și pe $P_{1(p_k)} = MU_0$, conform relației (3), se poate scrie:

$$\frac{u}{MU_0} = -\frac{e^{-at}}{(a-b)[(a-\delta)^2+\omega^2]} + \frac{e^{-bt}}{(a-b)(b-\delta)^2+\omega^2]} + \frac{e^{(-\delta+j\omega)t}}{[(a-\delta)(b-\delta)-\omega^2+(a+b-2\delta)j\omega^\circ]2j\omega} - \frac{1}{(b-\delta)^2+\omega^2}e^{-bt}\Bigg] + \frac{e^{(-\delta-j\omega)t}}{[(a-\delta)(b-\delta)-\omega^2-(a+b-2\delta)j\omega]2j\omega}, \tag{2.3.}$$

care după o serie de transformări devine:

$$\frac{u}{MU_0} = +\frac{1}{a-b}\left[\frac{1}{(a-\delta)^2+\omega^2}e^{-at} - \frac{1}{(b-\delta)^2+\omega^2}e^{-bt}\right] + \frac{e^{-\delta t}}{[(a-\delta)^2+\omega^2][(b-\delta)^2+\omega^2]}\left[\frac{(a-\delta)(b-\delta)-\omega^2}{\omega}\sin\omega t - (a+b-2\delta)\cos\omega t\right], \tag{2.4}$$

sau punînd:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{\omega(a+b-2\delta)}{(a-\delta)(b-\delta)-\omega^2}, \tag{2.5.}$$

se obține:

$$\frac{u}{MU_0} = -\frac{1}{a-b}\left[\frac{1}{(a-\delta)^2+\omega^2}e^{-at} - \frac{1}{(b-\delta)^2+\omega^2}e^{-bt}\right] + \frac{e^{-\delta t}}{\omega\sqrt{[(a-\delta)^2+\omega^2][(b-\delta)^2+\omega^2]}}\sin(\omega t - \varphi). \tag{2.6}$$

Înlocuind pe $a = |p_1|$ și $b = |p_2|$, se obține:

$$\frac{u}{U_0} = -\frac{M}{(p_1-p_2)[(p_1-\delta)^2+\omega^2]}e^{-p_1t} + \frac{M}{(p_1-p_2)[(p_2-\delta)^2+\omega^2]}e^{-p_2t} + \frac{M}{\omega\sqrt{[(p_1-\delta)^2+\omega^2][(p_2-\delta)^2+\omega^2]}}e^{-\delta t}\sin(\omega t - \varphi), \tag{2.7.}$$

care, ținînd seamă de (11) și (12) devine (10).

Bibliografie

[1] *Marinescu, A.* Producerea supratensiunilor de comutaţie prin inducţie electromagnetică în transformatoarele de încercare. In: Comunicări tehnice, Electroputere, nr. 5, 1970, p. 309—236.

[2] *Marinescu, A.* Producerea supratensiunilor de comutaţie cu ajutorul transformatoarelor de încercare. În: Electrotehnica **23**, nr. 5, iulie 1975, p. 201—209.

[3] *Popescu, Ch.* Probleme ale încercării echipamentului electric de înaltă tensiune la supratensiuni de comutaţie. În: Lucrările ICPE, nr. 21, 1969, p. 95—105.

[4] * * * Technique des essais à haute tension. Deuxième partie. Modalités d'essais. CEI Publ. 60—2/1973.

[5] *Hortopan, Gh.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune. Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[6] *Heller, B.* şi *Veverka, A.* Des phénomènes de choc dans les machines électriques (traducere din limba cehă). Paris, Ed. Dunod, 1963, p. 280—302.

[7] *Crags, I.* şi *Meek, J.* High voltage laboratory technique. London, Buterworths Scientific Publications, 1954.

[8] *Sirotinski, L. I.* Tehnica tensiunilor înalte, vol. I (traducere din limba rusă). Bucureşti, Ed. energetică de stat, 1954,.

[9] *Smirnov, S. M.* şi *Terentiev, P. V.* Gheneratorî impulisov vîsokovo napriajenia. Moscova, Ed. Energhia, 1964.

[10] *Angelini, A. M.* Calcolo rapido degli elementi e della forma d'onda dei generatori di impulsi. In: L'Elettrotecnica **28**, nr. 10, oct. 1941, p. 252—258.

[11] *Angelini, A. M.* Nouvelles formules pour les calculs pratiques relatifs aux essais de choc. In: CIGRE, 1960, rap. 335.

[12] *Simoni, L.* Un semplice metodo per la determinazione della forma d'onda prodotta da un generatore a impulso. In: L'Elettrotecnica **53**, nr. 6, iunie 1966, p. 421—425.

[13] *Rutloh, W. F.* Der Ausnutzungsgrad von Stossspanungsgeneratoren mit drei Energiespeichern. In: ETZ—A **90**, nr. 24, Dec. 1969, p. 633—637.

[14] *Vondenbusch, A.* Ein allgemeines Berechnungsverfahren für Stoßschaltungen mit drei voneinander unabhängigen Energiespeichern. Diss T. H., Aachen, 1958.

[15] *Honey, C.C.* ş.a. Essais de surtensions de manoeuvre sur echantillons de conducteurs et enroulements de transformateurs. In: CIGRE, vol. II, rap. 116, 1966.

[16] *Kucera, J.*, şi *Vokalek, J.* Elektricka pevnost vňejši pri provoznich přepětich (Rigiditatea dielectrică a izolaţiei externe la supratensiuni de comutaţie). In: Electr. Obzor **53**, nr. 4, apr. 1964, p. 196—201.

[17] * * * Erzeugung und Messung von Hochspannungen, Teil 3. Bestimmungen für die Erzeugung und Anwendung von Stoßspannungen und Stoßströmen für Prüfzwecke. In: VDE 0433, Teil 3/4, 66.

[18] *Timotin, A., Hortopan, V., Mastero, S., Iţrim, A., Preda, M.* Lecţii de bazele electrotehnicii. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, vol. II, p. 350—370, 1964.

Intrat în redacţie la 10.IX.1976

CZ 621.3.015:621.314

TENSIUNE DE ALIMENTARE
TRANSFORMATOR FEROREZONAT
MEMORII CU DISCURI MAGNETICE

Stabilizarea tensiunii de alimentare a calculatoarelor electronice, cu ajutorul transformatorului ferorezonant

NICOLAE CHIRIŢOIU ŞI ADRIAN STOICA* — BUCUREŞTI

Introducere

Odată cu modernizarea calculatoarelor electronice, circuitele acestora au devenit mai sensibile şi complexe. Circuitele rapide, larg utilizate în tehnica de calcul, sînt, în mod deosebit, sensibile la perturbaţiile (tranzitorii sau de mare frecvenţă) tensiunii de alimentare, datorate tiristoarelor, triacurilor, respectiv sistemelor de telecomunicaţii. Un mijloc ieftin şi eficace pentru înlăturarea acestor perturbaţii, îl constituie transformatorul ferorezonant (transformatorul de tensiune constantă).

În cele ce urmează se va insista asupra unei explicaţii calitative a fenomenului fizic ce stă la baza funcţionării transformatorului ferorezonant (capitol mai puţin tratat în manualele de proiectare [2], [6]), făcînd apoi o descriere a cîtorva tipuri de astfel de transformatoare, utilizate în tehnica de calcul, cît şi a unor realizări în acest domeniu.

* Ing. *N. Chiriţoiu* şi ing. *A. Stoica* sînt cercetători ştiinţifici la I.T.C. — Bucureşti.

1. Descrierea constructivă

În literatura de specialitate [2], [6], [11] sînt descrise numeroase forme de tole şi de combinaţii, pentru asamblarea miezului feromagnetic al transformatoarelor ferorezonante. Soluţia constructivă cea mai des utilizată în ultimii ani, mai ales în domeniul calculatoarelor electronice, este de tipul celei reprezentate în figurile 1a şi 1b [Magnetic Metals, respectiv ADC Products — S.U.A.].

Circuitul magnetic cuprinde: trei coloane, două şunturi magnetice şi două întrefieruri. Miezul feromagnetic poate fi constituit din tole de formă specială (figurile 2a şi 6a) sau din tole ferosilicioase ştanţate şi împachetate prin întreţesere, astfel încît să se obţină o construcţie cu trei coloane, întocmai ca în cazul transformatoarelor clasice. Şunturile magnetice pot fi asamblate cu ajutorul unor bolţuri de strîngere (fig. 1a) sau cu piese şi lacuri speciale (fig. 1b). În ambele variante, tolele componente ale şunturilor magnetice, trebuie dispuse astfel încît direcţia lor de laminare să fie perpendiculară

pe cea a tolelor miezului feromagnetic. Între șunturi și coloana centrală a miezului se realizează cîte un întrefier, utilizîndu-se materiale izolante (care îndeplinesc și rol de pene de fixare).

Bobina primară cuprinde, de obicei, înfășurarea de alimentare N_1 și cea de compensație N_4, iar cea secundară, înfășurarea de rezonanță

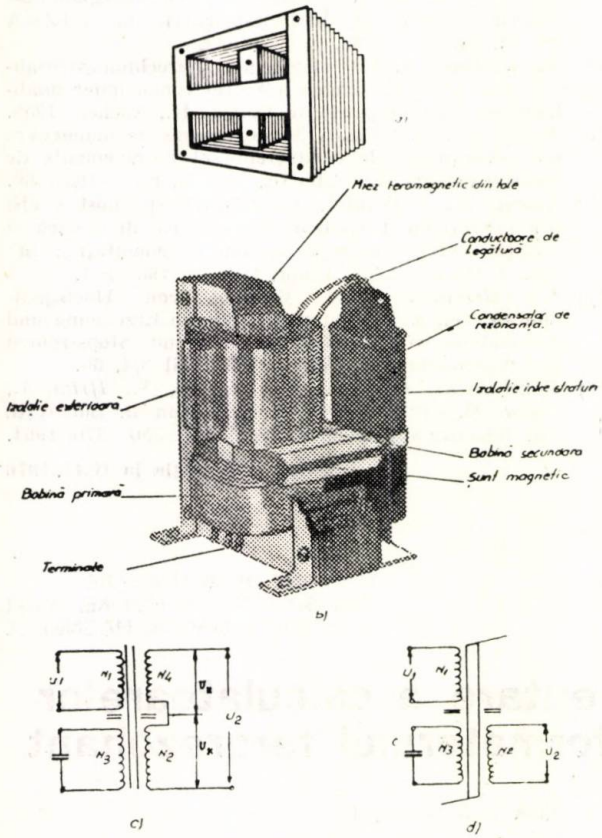


Fig. 1. Transformator ferorezonant:

a — miez feromagnetic; *b* — aspect constructiv; *c* — schema înfășurărilor cînd există înfășurarea de compensare; *d* — schema înfășurărilor în lipsa înfășurării de compensare.

N_3 și cea secundară N_2 (fig. 1c). Înfășurarea N_3 și condensatorul C formează un circuit rezonant LC, acordat pe frecvența tensiunii de alimentare U_1. În cazul în care se utilizează tole standard din ferosiliciu, pentru a se obține o bună stabilizare, este necesară utilizarea unei înfășurări auxiliare (de compensație) N_4, conform figurii 1c (§2.3). În anumite aplicații, cînd tolele sînt realizate din materiale speciale, cu ciclu de histerezis dreptunghiular [1], [3], [11], se poate renunța la înfășurarea de compensație (fig. 1d). În acest caz, bobina secundară este izolată din punct de vedere electric și magnetic față de cea primară.

2. Principiul de funcționare

2.1. Fenomenul de saturație și rezonanță. Să alimentăm înfășurarea primară a transformatorului ferorezonant, reprezentat în figura 2a, prin intermediul unui autotransformator și să observăm variația tensiunii de ieșire U_2 în funcție de tensiunea de alimentare U_1 (fig. 2b). Fluxul magnetic produs de înfășurarea primară va induce în înfășurarea secundară și în cea

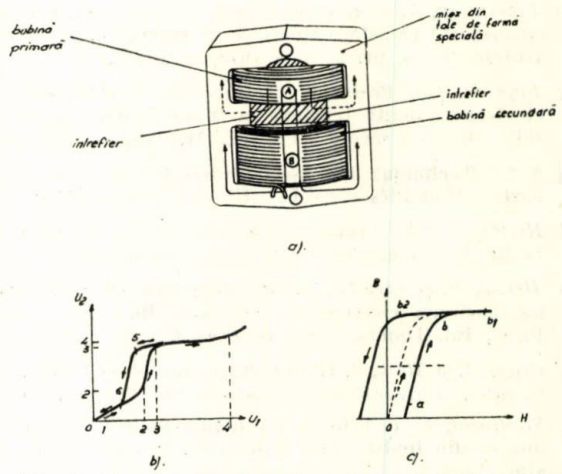


Fig. 2. Funcționarea transformatorului ferorezonant:

a — traseul liniilor de cimp în circuitul magnetic al unui transformator ferorezonant; *b* — caracteristica de stabilizare $U_2 = f(U_1)$; *c* — curba de histerezis a materialului ferorezonant.

de rezonanță o tensiune ce va crește proporțional cu tensiunea de alimentare U_1, pînă în punctul *2* al caracteristicii. Pînă în acest moment atît zona A, cît și zona B ale miezului feromagnetic sînt nesaturate, iar reluctanța parcursului prin șunturile magnetice (linia întreruptă, fig. 2a) este mult mai mare decît reluctanța drumului prin zona B (linia plină). Reactanța înfășurării de rezonanță este mult mai mare decît reactanța condensatorului C:

$$\omega L > 1/\omega C, \tag{1}$$

Aceasta se datorează faptului că, pe curba de histerezis a materialului (fig. 2c) miezului feromagnetic, punctul de funcționare se află pe porțiunea liniară în a, permeabilitatea materialului $\mu = \mathrm{dB/dH}$ (și deci inductanța L) avînd o valoare mare. Cînd tensiunea de alimentare U_1 devine mai mare decît valoarea corespunzătoare punctului *2*, are loc o creștere bruscă a tensiunii secundare U_2, pînă la o valoare predeterminată, stabilă. Acest moment marchează intrarea în rezonanță a circuitului LC (format din condensatorul C și înfășurarea N_3) în urma saturării miezului feromagnetic în zona B. Într-adevăr, examinînd inegalitatea (1), se observă că singurul parametru asupra căruia se poate acționa pentru obținerea condiției de rezonanță, este inductanța L. În consecință, circuitul magnetic se proiectează astfel încît la o creștere a tensiunii de alimentare U_1 peste o anumită limită, zona B a miezului, să se satureze și punctul de funcționare să se mute din a în b (și apoi în b_1, fig. 2c.), rezultînd o diminuare

importantă a permeabilităţii (şi deci a inductanţei L, care capătă valoarea L_s), ce duce la realizarea condiţiei de rezonanţă :

$$\omega L_s = 1/\omega C. \quad (2)$$

Supratensiunea ce apare în acest caz, explică saltul tensiunii secundare din punctul *2* în *3* (fig. 2b). Mărind, în continuare, tensiunea de alimentare (valori mai mari decît cea corespunzătoare punctului *3*) şi apoi micşorînd-o pînă la zero, se constată că există o plajă de stabilizare a tensiunii secundare, pentru variaţii ale tensiunii de alimentare între punctele *4* şi *5*.

În acest stadiu al funcţionării transformatorului ferorezonant, reluctanţa drumului prin şunturile magnetice (linia punctată, fig. 2a.) a devenit mai mică decît reluctanţa drumului prin zona B a miezului (linia plină). Prin urmare, variaţiile fluxului magnetic din zona A a miezului (datorate variaţiilor tensiunii de alimentare), se reîntorc prin şunturile magnetice, neafectînd zona B a miezului, unde fluxul este aproape constant. Rezultă, deci ,că pentru variaţii ale tensiunii de alimentare într-o anumită plajă de valori, tensiunea secundară va fi, practic, constantă. Este evident că, se vor obţine rezultate superioare cu ajutorul materialelor de mare permeabilitate şi cu ciclu de histerezis dreptunghiular [1], [3], [11].

2.2. Caracteristica de reglare a tensiunii. Studiul analitic al circuitelor ferorezonante implică utilizarea unui aparat matematic complicat, chiar şi atunci cînd se fac ipoteze simplificatoare. Pentru determinarea expresiei analitice a ecuaţiei caracteristicii $U_2 = f(U_1)$ se recurge, de obicei, la ipoteza substanţial simplificatoare a considerării numai a componentei fundamentale a curentului nesinusoidal, deşi reactanţa bobinei cu miez saturat X_L (fig. 3a) este funcţie

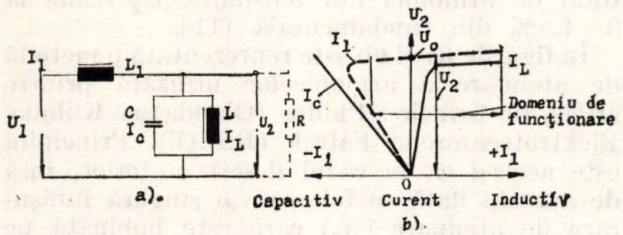


Fig. 3. Funcţionarea conform schemei echivalente: *a* – schema echivalentă; *b* – caracteristica $U_2 = f(I_1)$.

de curent. Neglijîndu-se pierderile în înfăşurări şi în miez, sarcina R fiind conectată, se poate determina expresia curentului I_1 :

$$I_1 = I_R + I_C + I_L = U_2(1/R + j/X_C - j/X_L). \quad (3)$$

Căderea de tensiune pe bobina cu miez nesaturat :

$$U_{L1} = U_2(X_{L1}/X_L - X_{L1}/X_C + jX_{L1}/R). \quad (4)$$

Rezultă ecuaţia caracteristicii de reglare :

$$U_1 = U_2(1 + X_{L1}/X_L - X_{L1}/X_C + jX_{L1}/R). \quad (5)$$

În valori eficace [2], [6], ecuaţia capătă forma :

$$U_1 = U_2\sqrt{(1 - \beta + A/\mu_s)^2 + y^2}, \quad (6)$$

unde : $\beta = X_{L1}/X_C$; $y = X_{L1}/R$; μ_s permeabilitatea medie a materialului feromagnetic din care este constituit miezul pe care este dispusă bobina L, iar $A = X_{L1}l/\omega Sw^2$, l fiind lungimea medie a liniei de cîmp prin miez, iar w numărul de spire ale bobinei L. Cu această ecuaţie se obţin caracteristici suficient de apropiate de cele reale.

Cu ajutorul schemei echivalente din figura 3a, considerînd mersul în gol, se determină variaţia curenţilor : I_C, I_L şi $I_1 = I_L + I_C$ în funcţie de tensiunea U_2. În domeniul de funcţionare a schemei, aşa cum este definit în figura 3b, tensiunea de ieşire U_2 variază foarte puţin, deşi curentul I_1 variază într-o plajă largă de valori.

2.3. Compensarea pantei. Pentru a se aprecia calitatea stabilizării tensiunii secundare, s-a introdus în literatura de specialitate [11] indicatorul F_E, denumit „precizia reglării tensiunii" :

$$F_E = \Delta U_2/\Delta U_1. \quad (7)$$

Acest raport exprimă faptul că influenţa reală a variaţiilor tensiunii de alimentare, asupra sarcinii, a fost redusă de F_E ori faţă de cazul cînd tensiunea secundară nu era stabilizată. La stabilizatoarele ferorezonante de bună calitate, de obicei : $U_1 = \pm 20\%$, iar $U_2 = \pm 0{,}5\%$, deci influenţa fluctuaţiilor tensiunii de alimentare asupra sarcinii, se reduce la 1/40 din valoarea sa iniţială (fără stabilizare). Deşi în ultimii ani se utilizează tot mai mult materiale moderne cu ciclu de histerezis dreptunghiular, pentru executarea miezului, totuşi caracteristica $U_2 = f(U_1)$ prezintă un anumit unghi (în porţiunea de stabilizare) faţă de abscisă, ceea ce înseamnă că $\Delta U_2 \neq 0$. Pentru a obţine o pantă nulă (sau aproape nulă) a caracteristicii $U_2 = f(U_1)$, este necesară utilizarea unei metode de compensare. Această metodă constă în producerea unei tensiuni auxiliare (de compensaţie) U_k, proporţională cu tensiunea de alimentare U_1 şi scăderea acesteia din tensiunea secundară U_2', astfel încît tensiunea la bornele de ieşire, va fi :

$$U_2 = U_2' - U_k. \quad (8)$$

Compensarea totală se va obţine cînd variaţiile celor două componente U_2' şi U_k vor fi egale (fig. 4a) şi armonicele fundamentale în opoziţie de fază. În cazul transformatoarelor

ferorezonante descrise aici, această metodă de compensare se realizează practic prin legarea în opoziție cu înfășurarea secundară N_2, a unei înfășurări auxiliare N_4, care este bobinată pe zona A a miezului (zona nesaturată, fig. 2a),

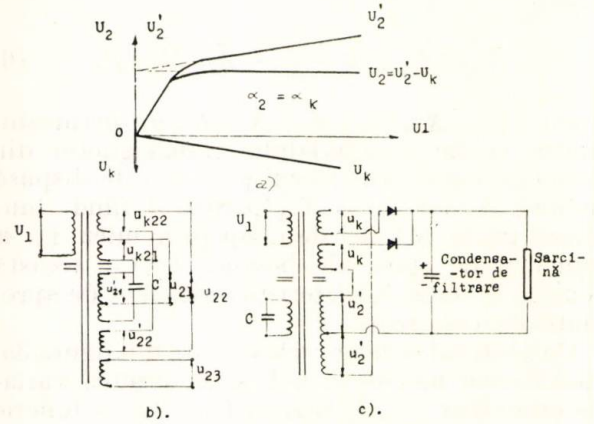


Fig. 4. Compensarea pantei:
a — principiul metodei de compensare; *b* — transformator ferorezonant cu tensiuni secundare, compensate și necompensate; *c* — compensarea în cazul unei înfășurări secundare cu priză mediană.

conform schemei din figura 1c. Există cazuri practice cînd același transformator ferorezonant alimentează cu tensiuni diferite mai multe circuite, unele dintre acestea trebuind a fi foarte precis stabilizate, altele nu. În figura 4b tensiunile de ieșire U_{21} și U_{22} sînt compensate, iar U_{23} este necompensată. Pentru a se obține o economie de spațiu și de material, în cazul tensiunii U_{21}, înfășurarea N_2 constituie o porțiune din înfășurarea de rezonanță N_3, fără ca aceasta să modifice principiul de funcționare. În cazul în care înfășurarea secundară se realizează cu priză mediană în vederea redresării bialternanță cu două diode, este necesară cîte o înfășurare de compensare pentru fiecare jumătate de înfășurare secundară (fig. 4c).

3. Tipuri de transformatoare ferorezonante utilizate în tehnica de calcul

3.1. Transformatoare ferorezonante cu tensiune secundară sinusoidală. Datorită regimului de saturație în care funcționează miezul din zona B a circuitului magnetic, tensiunea U_2 nu este sinusoidală (fig. 8b, 9b), conținutul de armonici putînd atinge pînă la 20% armonica a 3-a și 8% armonica a 5-a [9], [11]. Deși distorsionată, tensiunea secundară este adecvată pentru alimentarea motoarelor electrice, a bobinelor releelor electromagnetice și a corpurilor de iluminat, unde valoarea de vîrf a U_2 are consecințe mici. Atunci cînd sarcina conține echipamente electronice ca aparate de măsură sau minicalculatoare, trebuie eliminate vîrfurile de tensiune. Aceasta se realizează cu ajutorul unor transformatoare ferorezonante speciale, a căror tensiune secundară este, practic, sinusoidală.

Schema unui astfel de transformator, realizat de firma Sola Electric Co. este redată în figura 5. Înfășurările N_1, N_2, N_3, N_4, condensatorul C și miezul principal, funcționează conform celor descrise în §3. Înfășurările N_5 și N_6 ale circuitului de filtrare a armonicelor sînt bobinate la extremitățile opuse ale unui miez comun și separate printr-un șunt magnetic de mare reluctanță. Circuitul de filtrare s-a intercalat chiar în circuitul rezonant, deoarece s-a constatat că factorii deformanți (în special armonica a 3-a) sînt produși, în mare măsură, tocmai în această zonă a circuitului magnetic. Înfășurarea N_5 (conectată în serie cu cea de rezonanță, oferind pentru curenții armonicii a 3-a o impedanță de trei ori mai mare decît pentru fundamentală) exercită un puternic efect de filtrare prin însăși prezența sa în circuit. Un efect suplimentar de atenuare a armonicelor se obține cu ajutorul înfășurării N_6 (conectată în derivație cu înfășurarea secundară) care produce tensiuni proporționale cu toate

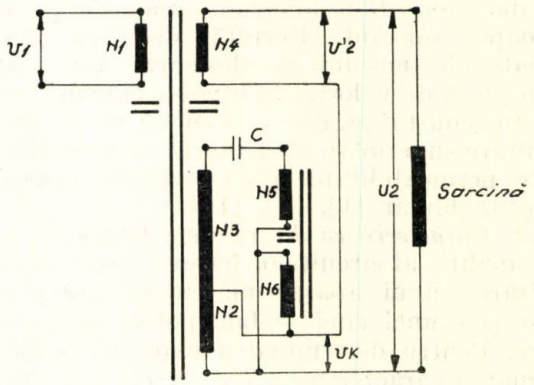


Fig. 5. Atenuarea armonicilor.

armonicele impare nedorite și defazate cu 180° față de acestea. Cu această metodă conținutul total de armonici din tensiunea U_2 scade la 3—4,5% din fundamentală [11].

În figurile 6a și 6b este reprezentată o metodă de atenuare a armonicelor utilizată printre altele, de firmele: Philips (Olanda) și Kuhnke Elektrotechnische Fabrik (R.F.G.). Principiul este același ca în cazul descris anterior, însă de această dată se folosește o singură înfășurare de atenuare (N_5) care este bobinată pe același miez principal al transformatorului și separată din punct de vedere magnetic de bobina secundară printr-o a 2-a pereche de șunturi magnetice.

3.2. Transformatoare ferorezonante cu factor mare de atenuare a impulsurilor parazite la intrare. În figura 6a este reprezentat un transformator ferorezonant realizat de firma Philips care, în afara anulării armonicelor, poate asigura după necesitățile aplicației o reglare foarte bună a tensiunii sau un factor mare de atenuare. Reglarea precisă a tensiunii este asigurată atunci cînd înfășurarea de compensare este

conectată (fig. 6c), iar factorul mare de atenuare se obține cînd înfășurarea de compensație este deconectată (fig. 6d).

Caracteristica acestui transformator constă în faptul că înfășurarea primară este ecranată față de cea secundară, rezultînd o foarte mare rezistență de izolație, necesară pentru a minimiza capacitățile parazite. Curba de atenuare indică un factor de 250 : 1 pentru vîrfurile de tensiune de durată pînă la 1 μs și de 15 : 1 pentru lățimi de impuls de circa 200 μs. Acest domeniu acoperă toate tipurile de impulsuri dăunătoare pentru echipamentele electronice ce apar în mod curent în exploatare. Un alt avantaj oferit de acest tip de transformator este un răspuns rapid (30 ms) la variațiile bruște ale tensiunii de alimentare.

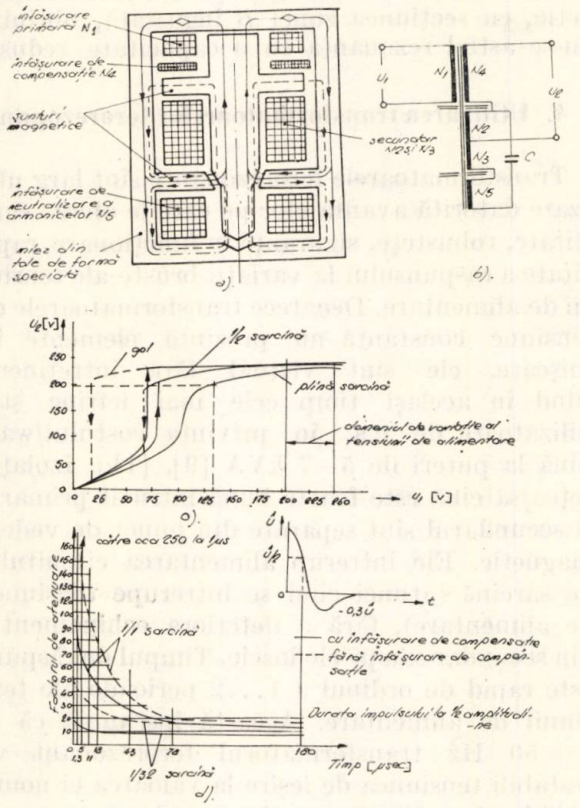


Fig. 6. Metode de atenuare a armonicilor:
a, *b* — transformatoare ferorezonante cu două șunturi magnetice; *c* — caracteristica de reglare a tensiunii; *d* — caracteristica de atenuare a impulsurilor parazite.

3.3. Transformatoare ferorezonante cu tensiune secundară reglabilă. În figura 7a este reprezentat un astfel de transformator realizat de firma International Bussines Machines (S.U.A.) [10]. O porțiune a miezului este mobilă și deplasarea ei poate fi dirijată cu ajutorul șurubului situat pe carcasă.

Deoarece miezul reglabil se află în calea fluxului magnetic al înfășurării secundare, modificarea poziției miezului mobil, modifică drumul fluxului magnetic. În acest mod saturarea zonei *B* a miezului se obține cu un flux total variabil. Miezul mobil este deplasat către și în afara unei crestături de către șurubul de reglare. Cînd miezul mobil este deplasat la maximum către crestătură, tensiunea secundară atinge valoarea maximă. În acest fel se obține o familie de caracteristici de stabilizare (fig. 7b), permițînd o reglare foarte fină a tensiunii secundare stabilizate.

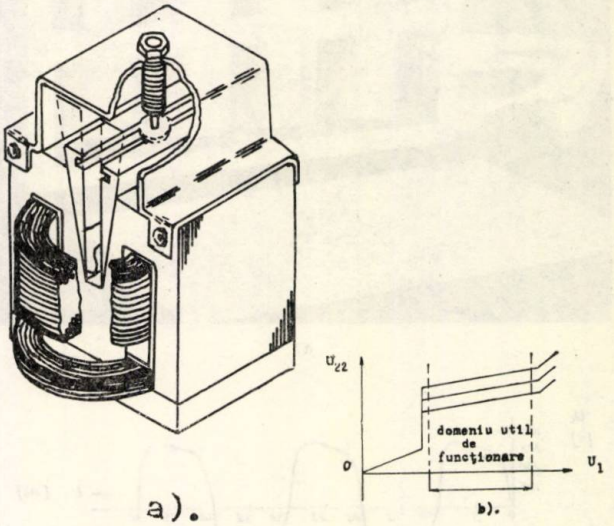


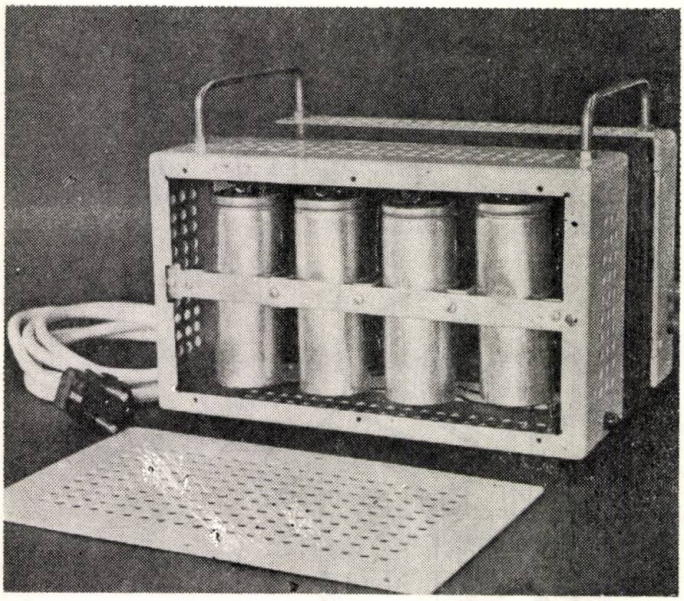
Fig. 7. Transformator ferorezonant cu tensiune reglabilă:
a — aspect constructiv; *b* — caracteristica $U_2 = f(U_1)$.

3.4. Transformatoare ferorezonante realizate. În figurile 8a și 9a sînt reprezentate două transformatoare ferorezonante, primul fiind destinat experiențelor de laborator, iar cel de-al 2-lea alimentării cu tensiune stabilizată a unităților de memorie cu discuri magnetice.

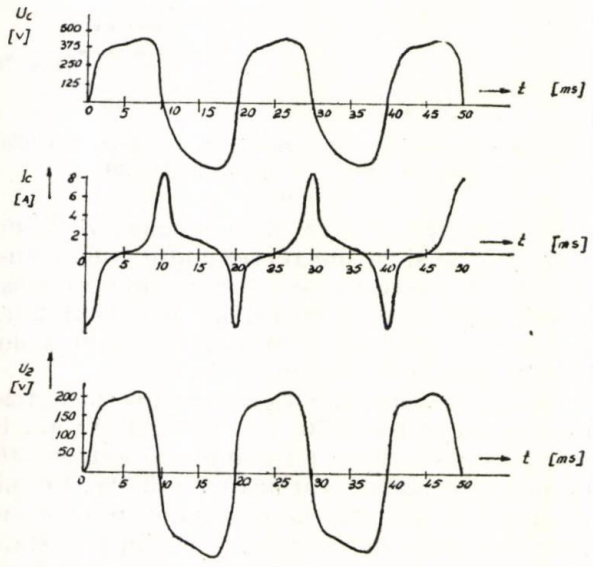
Transformatorul din figura 8a are următoarele caracteristici: 370 Va; 220/220 Vc.a.; la o variație de ±20% a tensiunii de alimentare, tensiunea secundară variază cu ±0,5%. Circuitul magnetic și șunturile sînt realizate conform modelului prezentat în figura 1a, din tole standardizate. Carcasa a fost realizată astfel încît să permită contactul direct al miezului feromagnetic cu mediul ambiant, în vederea unei răciri cît mai eficiente, avînd în vedere încălzirea miezului în urma funcționării în regim de saturație a zonei *B*.

Schema de conexiuni este cea din figura 1c. În figura 8b sînt reprezentate oscilogramele tensiunii și curentului în circuitul rezonant și a tensiunii secundare, pentru mersul în gol. Figura 8c redă caracteristica de reglare a tensiunii. Se observă (fig. 6c) că atît saltul tensiunii secundare la intrarea în rezonanță, cît și plaja de stabilizare, sînt mai mari la mersul în gol față de funcționarea în plină sarcină.

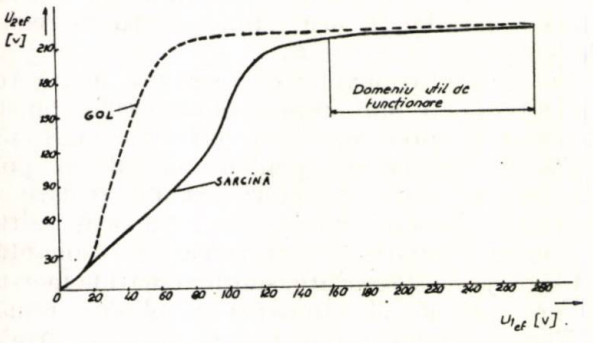
Transformatorul din figura 9a are următoarele caracteristici: 150 VA; 220/36—32—24—10 V c.a.; la o variație de ±20% a tensiunii de alimentare, tensiunea secundară variază cu ± 0,5%. Circuitul magnetic și șunturile



a)



b)



c)

Fig. 8. Transformator ferorezonant destinat lucrărilor de laborator :

a — aspect constructiv ; *b* — oscilograma tensiunii secundare U_c, U_2 și a curentului I_2 ; *c* — caracteristica de stabilizare pentru mersul în gol și în sarcină.

sînt realizate conform modelului prezentat în figura 1b. Schema de conexiuni este de tipul celei din figura 4b (pentru tensiunea U_{22}).

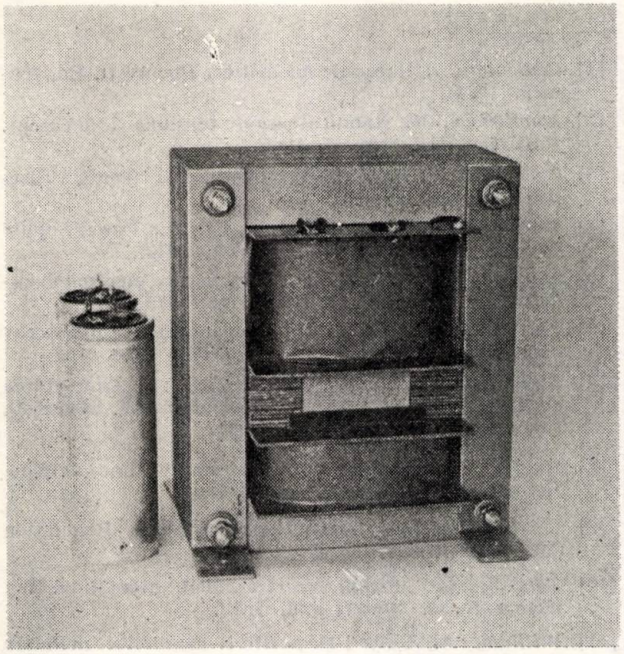
Figura 9b reprezintă oscilograma uneia din cele patru tensiuni secundare la mersul în gol. În figura 9c este redată caracteristica de reglare a acestei tensiuni. Caracteristic pentru acest transformator este configurația circuitului magnetic, cu secțiunea zonei B îngustată, obținîndu-se astfel rezonanța cu o capacitate redusă.

4. Utilizarea transformatoarelor ferorezonante

Transformatoarele ferorezonante sînt larg utilizate datorită avantajelor pe care le oferă: simplitate, robustețe, siguranță în funcționare, rapiditate a răspunsului la variații bruște ale tensiunii de alimentare. Deoarece transformatoarele de tensiune constantă nu prezintă elemente în mișcare, ele sînt virtual fără întreținere, fiind în același timp cele mai ieftine stabilizatoare de c.a. în privința costului/watt pînă la puteri de 5—7 kVA [9], [11]. Izolația rețea/sarcină este foarte bună întrucît primarul și secundarul sînt separate din punct de vedere magnetic. Ele întrerup alimentarea circuitului de sarcină (atunci cînd se întrerupe tensiunea de alimentare), fără a deteriora echipamentul din secundar sau pe ele însele. Timpul de răspuns este rapid de ordinul a 1...2 perioade ale tensiunii de alimentare. Această înseamnă că la $f = 50$ Hz transformatorul ferorezonant va restabili tensiunea de ieșire la valoarea ei nominală în circa 25—30 ms [7], [9], după ce a avut loc o variație bruscă a tensiunii de alimentare sau a sarcinii. Această comportare excelentă în regim tranzitoriu este de foarte mare importanță pentru funcționarea precisă și cu mare viteză, a dispozitivelor speciale din domeniul automatizărilor și al prelucrării datelor.

Transformatorul ferorezonant este un element de limitare a curentului și oferă o protecție automată contra suprasarcinilor [3]. În general, chiar în cazul cînd bornele secundarului sînt scurtcircuitate, curentul secundar nu va depăși 150—200% din valoarea sa nominală, iar tensiunea secundară va reveni la valoarea nominală imediat după înlăturarea scurtcircuitului. În regimul de scurtcircuit, curentul primar va crește puțin peste valoarea sa nominală, astfel încît siguranțele fuzibile din rețea vor fi protejate contra topirii [9], [11].

Datorită formei teșite a tensiunii secundare (fig. 8b), transformatorul ferorezonant, exercită o acțiune de filtrare (în cazul redresării tensiunii secundare), ce are ca rezultat diminuarea ondulațiilor.



a)

destul de intens, cu un conținut bogat în armonic. De aceea este necesară ecranarea (cu ajutorul unor ecrane de mare permeabilitate) și uneori ventilarea echipamentelor de mică putere ce sînt situate în imediata apropiere a transformatorului ferorezonant.

Pentru utilizarea cu succes a acestor tipuri de stabilizatoare de c.a. cu miez saturat, este necesar ca în proiectare și exploatare să se țină semă de următoarele considerente :

1 — natura sarcinii (pur inductivă sau rezistivă)) și variația ei în timp (constantă sau variabilă) ;

2 — problema practică poate impune posibilitatea de reglare fină a tensiunii secundare (§ 3.3) ;

3 — aplicația tehnică necesită o stabilizare foarte precisă sau un factor de atenuare foarte mare (§ 3.2) ;

4 — necesitatea de a se recurge la mijloace pentru eliminarea armonicelor din curba tensiunii secundare (§ 3.1) ;

5 — în probleme speciale de amplasare în interiorul unor aparate de măsură sau în echi-

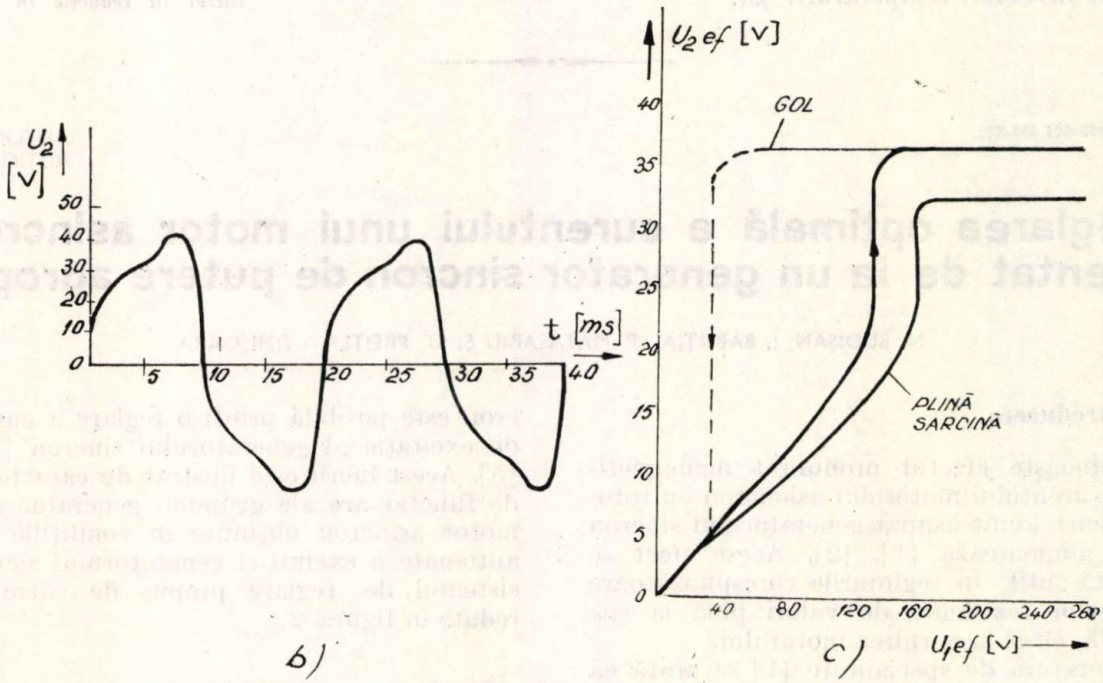


Fig. 9. Transformator ferorezonant destinat alimentării memoriilor cu discuri magnetice : *a* — aspect constructiv ; *b* — oscilograma tensiunii secundare ; *c* — caracteristica de stabilizare pentru mersul în gol și în sarcină.

Deoarece circuitul *LC*, format de înfășurarea N_3 și condensatorul *C* (fig. 1c), este acordat pe frecvența tensiunii de alimentare, rezultă că funcționarea transformatorului ferorezonant va fi influențată de variațiile frecvenței tensiunii rețelei. Într-adevăr, pentru variații ale frecvenței tensiunii de alimentare de $\pm(0{,}5-1)\%$, tensiunea secundară variază cu $\pm(1{,}5-2{,}5)\%$ [3], [8]. Datorită funcționării în regim de saturație, miezul transformatorului prezintă o încălzire accentuată și un cîmp de dispersie

pamente de tehnică de calcul, televiziune, telecomunicații, este necesară reducerea la minimum a gabaritului ;

6 — la puteri mai mari este necesară asigurarea unei răciri forțate pentru anumite aplicații.

5. Concluzii

Există patru tipuri de regulatoare de tensiune : transformatoare de tensiune constantă (ferorezonante), motoare ce acționează cursorul

unui autotransformator, autotransformatoare comandate electronic și regulatoare pur electronice. Transformatoarele de tensiune constantă sînt mai voluminoase decît cele pur electronice, însă mai mici decît cele acționate cu motor sau cele comandate electronic [8], fiind în același timp cele mai sigure în funcționare și cele mai ieftine (pînă la o anumită putere). Pentru utilizarea lor cu succes în diferite aplicații este necesar a se ține seamă atît de avantajele ce le oferă, cît și de particularitățile de funcționare și dezavantajele expuse la § 4. Transformatoarele ferorezonante își găsesc o largă aplicabilitate în tehnică, la calculatoare analogice și numerice, imprimante, memorii cu discuri magnetice, mașini de calculat, mașini de fotocopiat, receptoare și camere de televiziune, echipamente de înregistrare magnetică, echipamente audio, echipamente de teletransmisie, echipamente electronice de test, echipamente de comandă a motoarelor electrice, aparate de măsură de laborator (microampermetre megohmetre, osciloscoape, numărătoare digitale etc.), detectoare de fum, instalații pentru comanda nivelului temperaturii ș.a.

Bibliografie

[1] *Cedighian, S.* Materiale magnetice, București, Ed. tehnică, 1974.

[2] *Dumitrescu, M.* Stabilizatoare de tensiune și de curent. București, Ed. tehnică, 1965.

[3] *Gourévitch, J,* La ferro-réssonance. In : Toute l'Electronique, oct. 1971.

[4] * * * Lambda Electronic Corp : Lambda Power Supply Catalog & Application Handbook, 1973.

[5] *Lowe, J. F.* Novel transformer guards electronic circuits. In : Design News, No. 5, feb. 1973.

[6] *Lurie, A. G.,* Teoria ferorezonansnih stabilizatorov napriajenia. Moskva, Gosenergoezdat, 1958.

[7] *Marinescu, N., Barbu, E., Mateescu, A.* Alimentarea electrică a echipamentelor de telecomunicații. București, Ed. didactică și pedagogică, 1963.

[8] *Ruxton Tucker.* Smoothing a jumpy line voltage. In : Machine Design **28**. iunie 1973.

[9] * * * Sola Basic International. Voltage Regulation Catalog, No. 630.

[10] *Tom Balmer.* Movable core segment alters flux. In : Design News, No. 11—16, 1973.

[11] *William, A., Geyger.* Dispozitive magnetice neliniare București, Ed. tehnică, 1968.

Intrat în redacție la 24.V.1976

CZ 621.313.333:621.313.322

AUTOMATIZĂRI
ACȚIONARI

Reglarea optimală a curentului unui motor asincron alimentat de la un generator sincron de putere apropiată

N. BUDIȘAN, I. BABUȚIA, P. MĂTĂSARIU ȘI ST. PREITL* — TIMIȘOARA

1. Introducere

Se cunoaște efectul pronunțat demagnetizant al curentului motorului asioncron cu rotorul în scurtcircuit asupra generatorului sincron care îl alimentează [1], [2]. Acest efect se manifestă atît în regimurile corespunzătoare momentelor rezistente de valori pînă la cea nominală, cît și la pornirea motorului.

În literatura de specialitate [1] se arată că pornirea motorului asincron în sarcină este imposibilă dacă acesta este alimentat de un generator sincron, avînd putere apropiată cu cea a motorului și excitația constantă. Acest fapt este ilustrat de caracteristica $U_{GS} = f(M_{motor})$ a unui grup generator sincron ($P = 4{,}5$ kVA) — motor asincron, $P = 3$ kW), în cazul excitației constante a generatorului sincron, caracteristică reprezentată în figura 1. Compensarea efectului demagnetizant al curentului motorului asincron este posibilă printr-o reglare a curentului de excitație al generatorului sincron [3], [4], [5]. Acest lucru este ilustrat de caracteristicile de funcționare ale grupului generator sincron-motor asincron obținute în condițiile reglării automate a excitației generatorului sincron cu sistemul de reglare propus de către autori redate în figura 2.

2. Sistem automat de reglare optimală a curentului motorului asincron

Dintre soluțiile posibile de reglare s-a luat în considerare aceea a reglării curentului (nu a tensiunii), ceea ce poate asigura o funcționare optimă a motorului asincron în toate regimurile de funcționare [2]. Legea de reglare optimă a curentului motorului asincron, în diferite regimuri de funcționare, este dată de relația (1), [4].

Metoda de reglare a curentului presupune măsurarea, în fiecare regim de funcționare, a frecvenței f_2 și generarea, în funcție de aceasta,

* *N. Budișan* este profesor, *I. Babuția* conferențiar, *P. Mătăsariu* și *St. Preitl* sînt asistenți la Facultatea de electrotehnică din Timișoara.

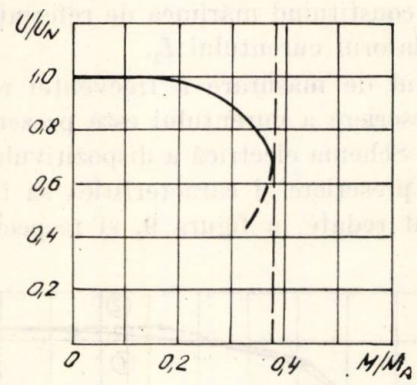


Fig. 1. Caracteristica de funcționare a grupului generator sincron-motor asincron: $P_{GS} = 4{,}5$ kVA, $P_{MA} = 3$ kW.

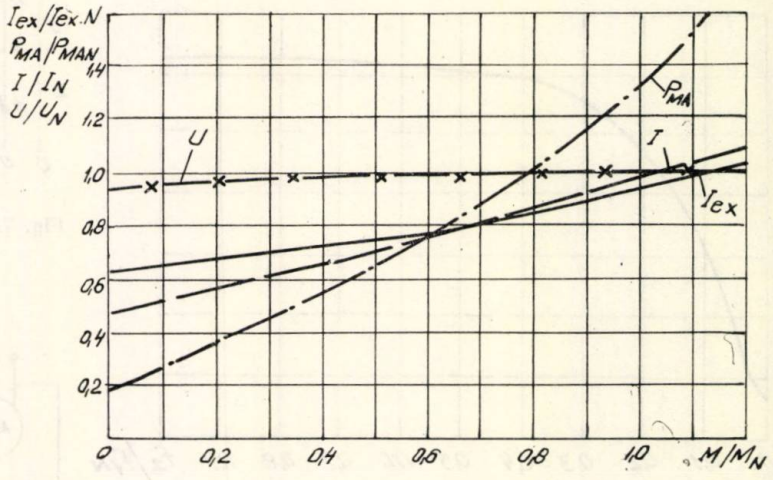


Fig. 2. Caracteristicile grupului generator sincron-motor-asincron.

a unui semnal de referință pentru reglarea curentului:

$$I_1 = \frac{\psi_1}{L_1\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{1+\left(\frac{f_2}{f_{1N}} \cdot \frac{x'_{2N}}{r'_2}\right)^2}}{\sqrt{1+\left(\frac{f_2}{f_{1N}} \cdot \frac{\sigma x'_{2N}}{r'_2}\right)^2}} \cdot \qquad (1)$$

2.1. Determinarea legii de reglare $I_1 = F(f_2/f_{1N})$. Principiul adoptat pentru măsurarea frecvenței f_2 (pentru $f_1 = \text{const.}$) este arătat în figura 3. Caracteristica dependenței semnalului

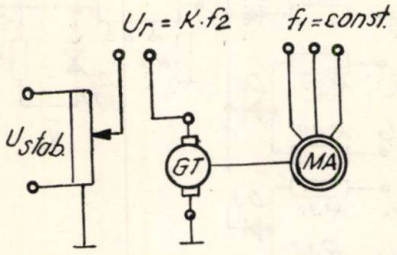


Fig. 3. Schema de măsurare a frecvenței f_2.

de reacție U_r de frecvența rotorică este dată în figura 4.

2.2. Dispozitivul de măsurare a frecvenței f_2 *și de prescriere a curentului motorului asincron.* Avîndu-se în vedere că relația (1) nu ține seamă de unii factori de care depinde asigurarea funcționării mașinii de inducție în regim optim (cu pierderi minime), s-a procedat la determinarea experimentală a caracteristicii optime $I_1 = f(f_2)$. Schema principială a instalației experimentale utilizate este dată în figura 5.

Procedeul experimental de determinare a relației optime $I_1 = F(f_2/f_{1N})$ constă în următoarele:

1. Se menține cu ajutorul sistemului automat de reglare $SAR-C$ o valoare constantă a cuplului rezistent la arborele mașinii MA.

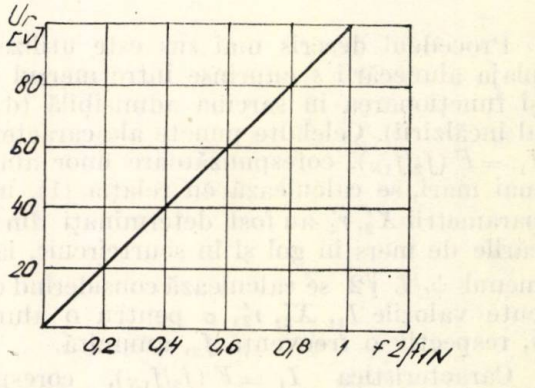


Fig. 4. Caracteristica dependenței semnalului de reacție U_r de frecvență rotorică f_2.

2. Se măsoară frecvența rotorică f_2 a mașinii MA.

3. Se reglează cu ajutorul mărimii U_i tensiunea U_1 a generatorului sincron GS pînă cînd puterea absorbită (măsurată cu un wattmetru) de motorul asincron MA este minimă; valoarea corespunzătoare a curentului I_1 este valoarea optimă în cazul încărcării considerate, respectiv a frecvenței rotorice f_2 considerate.

4. Experienţa se repetă pentru diferite încărcări ale motorului MA, determinînd de fiecare dată perechea $(f_{2j}, I_{1j}; j = 1, 2, \ldots)$.

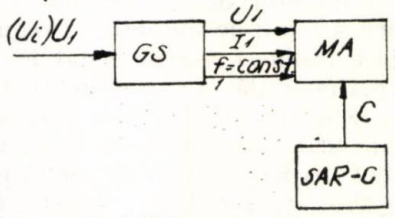


Fig. 5. Schema principială pentru determinarea experimentală a caracteristicii optime $I_1 = f(f_2)$.

5. Cu perechile de valori (f_{2j}, I_{1j}) se construieşte caracteristica optimă $I_1 = F(f_2/f_{1N})$.

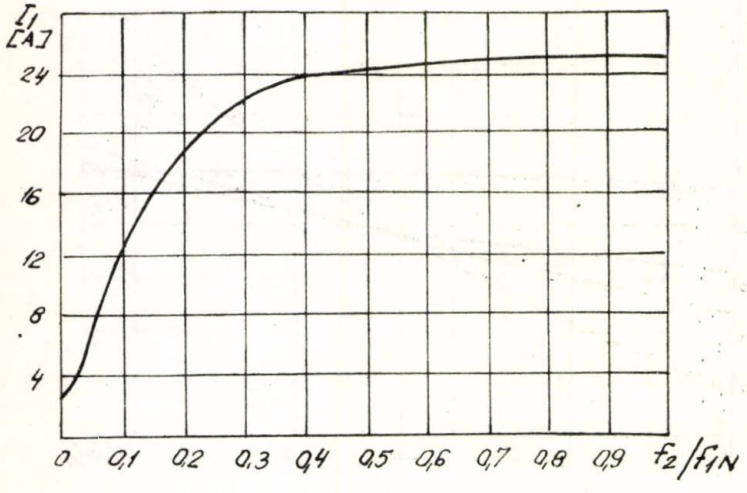


Fig. 6. Caracteristica $I_1 = F_1(f_2/f_{1N})$.

Procedeul descris mai sus este utilizabil în plaja alunecării s cuprinse între mersul în gol şi funcţionarea în sarcina admisibilă (d.p.d.v. al încălzirii). Celelalte puncte ale caracteristicii $I_1 = F(f_2/f_{1N})$, corespunzătoare unor alunecări mai mari, se calculează cu relaţia (1), în care parametrii X'_2, r'_2 au fost determinaţi din încercările de mers în gol şi în scurtcircuit, iar termenul $\psi_1/L\sqrt{2}$ se calculează considerînd cunoscute valorile I_1, X'_2, r'_2, σ pentru o alunecare s, respectiv o frecvenţă f_2, anumită.

Caracteristica $I_1 = F(f_2/f_{1N})$, corespunzătoare la diferite valori ale frecvenţei f_2, determinată experimental pentru valori admisibile (d.p.d.v. termic) ale alunecării şi completată cu valorile calculate pentru alunecări mari (pînă la $s = 1$) este redată în figura 6.

Caracteristicile $I_1 = F_1(f_2/f_{1N})$ şi $U_r = F_2(f_2/f_{1N})$ din figurile 6 şi 4 permit calculul caracteristicii $I_1 = F(U_r)$, reprezentată în figura 7. În aceeaşi figură sînt date şi caracteristicile $U_{TF} = f(U_r)$, impusă şi reală, ale transformatorului funcţional, care trebuie să realizeze dependenţa $I_1 = F(f_2)$, semnalul de ieşire al acestuia constituind mărimea de referinţă pentru regulatorul curentului I_1.

Sistemul de măsurare a frecvenţei rotorice şi de prescriere a curentului este prezentat în figura 8. Schema electrică a dispozitivului analogic de prescriere şi caracteristica sa intrare-ieşire sînt redate în figura 9, şi respectiv 10.

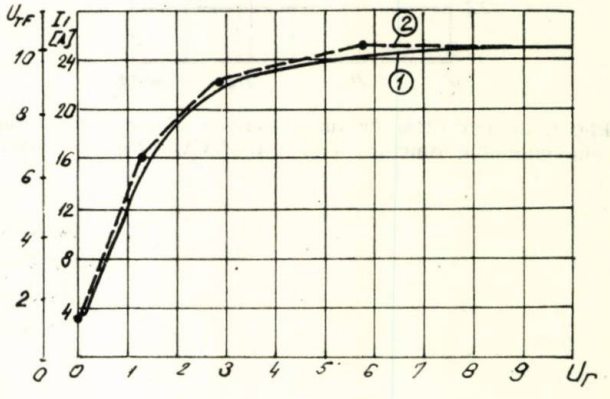


Fig. 7. Caracteristicile $I_1 = F_1(U_r)$ şi $U_{TF} = F_2(U_r)$:

1 – caracteristica impusă; *2* – caracteristica reală.

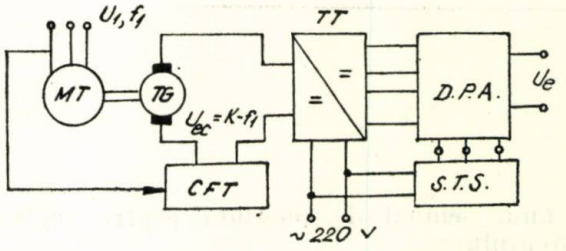


Fig. 8. Sistemul de măsurare a frecvenţei rotorice şi de prescriere a tensiunii:

MT – model motor-tracţiune; *TG* – tahogenerator; *CFT* – convertor frecvenţă-tensiune; *STS* – sursă de tensiune stabilizată; *TT* – traductor de tensiune UNIDIN; *DPA* – dispozitiv analogic de prescriere.

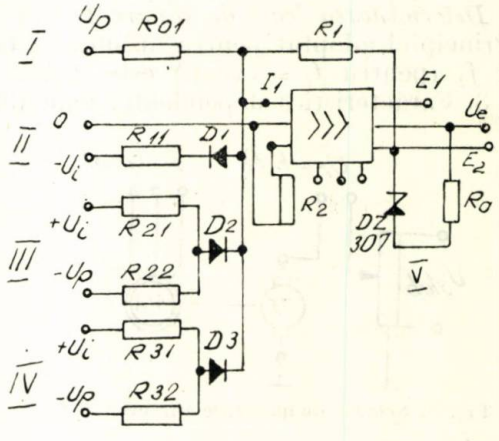


Fig. 9. Schema electrică a dispozitivului analogic de prescriere.

2.3. Structura sistemului de reglare. Structura sistemului de reglare este prezentată în figura 11.

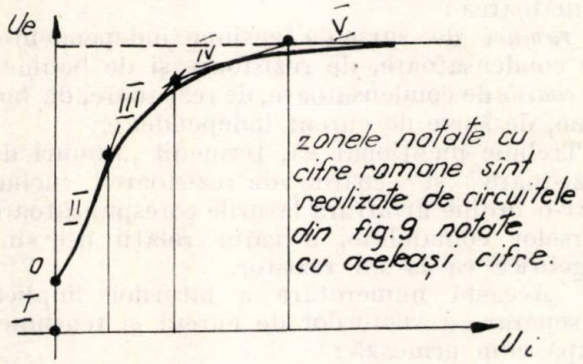


Fig. 10. Caracteristica intrare-ieşire a dispozitivului analogic de prescriere.

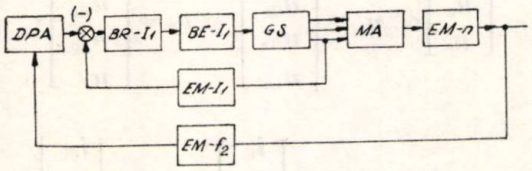


Fig. 11. Structura sistemului de reglare:
DPA — dispozitiv analogic de prescriere a corelaţiei $I_1 = F(f_2)$; *BR-*I_1 — blocul de reglare a curentului I_1; *BE-*I_1 — blocul de execuţie al *SAR-*I_1; *EM-*I_1 — elementul de măsurare a curentului I_1; *GS* — generator sincron; *MA* — motor asincron; *EM-n* — elementul de măsurare a turaţiei.

Rezultatele încercării sistemului în regim staţionar pentru alunecări corespunzătoare unor încercări admisibile (d.p.d.v. termic) sînt date în figura 2.

Funcţionarea sistemului în regim dinamic, la pornirea motorului asincron, este ilustrată de caracteristica din figura 12.

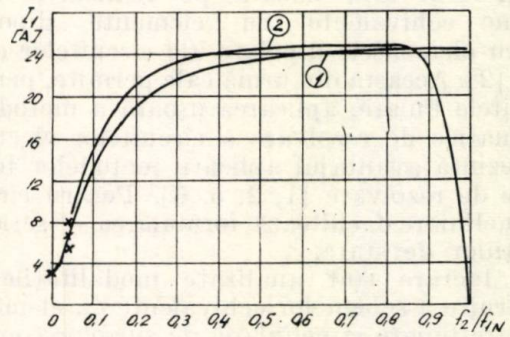


Fig. 12, Caracteristica $I_1 = F(f_2/f_{1N})$ obţinută în regim dinamic:
1 — caracteristica impusă; *2* — caracteristica experimentală.

Rezultatele obţinute atestă funcţionarea sistemului apropiat de legea optimă prescrisă.

Bibliografie

[1] *Dordea, T.* Maşini electrice, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1970.
[2] *Kovacs, K. P., Răcz, I.* Transiente Vorgänge in wechselstrommaschinen, ed, 1/II. Budapesta, Verlag der ungarischen Akademie der Wissenchaften, 1959.
[3] *Weinrich, G.* ş.a. Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide, vol. I. Bucureşti, Editura tehnică, 1970.
[4] *Weinrich, G.* ş.a. Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide, vol. II. Bucureşti, Editura tehnică, 1970.
[5] * * * Instrucţiuni UNIDIN, vol. IV. Bucureşti, MICM, IPA, 1967.

Intrat în redacţie la 20.III.1976

CZ 621.372.4

CIRCUITE ELECTRICE NELINIARE
ELEMENTE DIPOLARE
ECUAŢII DE STARE

Formularea şi scrierea ecuaţiilor de stare pentru circuitele electrice neliniare cu surse comandate neliniare şi elemente în exces, utilizînd elemente dipolare

MIHAI IORDACHE * — BUCUREŞTI

Introducere

Formularea şi scrierea ecuaţiilor de stare pentru circuitele neliniare sînt larg discutate în literatură [1—6]. În general, aceste discuţii se poartă asupra determinării setului minimal de variabile de stare [3, 4] şi asupra modului cum sînt considerate funcţiile neliniare ce descriu relaţiile $u-i$ ale elementelor neliniare.

Atenţia deosebită ce se acordă în literatură formulării şi scrierii ecuaţiilor de stare pentru circuitele neliniare rezidă în faptul că, aducerea ecuaţiilor de stare la forma unei ecuaţii diferenţiale vectoriale de ordinul I, facilitează studiul condiţiilor de existenţă şi de unicitate a unei soluţii, proprietăţilor soluţiei şi aproximării ei.

Circuitele electrice şi electronice nu sînt alcătuite numai din elemente dipolare, ci şi dintr-o serie de elemente multipolare (dispozitive electronice de circuit, circuite integrate etc.), care joacă, de obicei, rolul esenţial în realizarea funcţiilor pentru care a fost construit circuitul. Aceasta a determinat dezvoltarea a două direcţii de abordare a rezolvării circui-

* Ing. *M. Iordache* este asistent la Catedra de electrotehnică II Institutului politehnic — Bucureşti

telor electrice. Una bazată pe extinderea metodelor de calcul al circuitelor cu elemente dipolare la circuitele multipolare [1, 5, 6] și alta bazată pe realizarea unei scheme echivalente cu elemente dipolare pentru elementele dipolare ale circuitelor electrice [2]. Această din urmă cale permite, pentru circuitele liniare, aplicarea ușoară a metodelor sistematice de rezolvare a circuitelor electrice și prezintă avantajul aplicării metodelor topologice de rezolvare [1, 2, 5, 6]. Pentru circuitele neliniare facilitează formularea și scrierea ecuațiilor de stare.

În lucrare sînt analizate modalitățile de construire a schemelor echivalente cu elemente dipolare liniare și neliniare ale surselor comandate neliniare și modul cum se formulează și se scriu ecuațiile de stare pentru circuitele electrice neliniare ce conțin astfel de surse.

În scrierea ecuațiilor de stare pentru astfel de circuite se pornește de la selectarea aceluiași arbore normal (arborenscență normală în cazul circuitelor neconexe) în cele două grafe, de curent G_I și de tensiune G_U.

2. Formarea și scrierea sistematică a ecuațiilor de stare

În anexa 1 sînt prezentate schemele echivalente cu elemente dipolare liniare și neliniare ale surselor ideale comandate neliniare.

Setul variabilelor de stare se consideră format din curenții bobinelor coarde și tensiunile de la bornele condensatoarelor ramuri. Fiecare latură a circuitului se presupune că este formată dintr-un singur element dipolar neliniar sau liniar și că bobinele din circuit nu sînt cuplate magnetic.

Funcțiile neliniare ce descriu variația fluxurilor bobinelor (sarcinilor condensatoarelor) în funcție de curenții bobinelor (tensiunile condensatoarelor) sînt considerate date sub formă de curbe sau tabele determinate experimental. Dependențele neliniare dintre tensiunile rezistoarelor neliniare și curenții ce trec prin acestea sînt considerate funcții monotone, prezentate fie sub formă analitică, fie sub formă de curbe sau tabele determinate experimental.

Dependența neliniară dintre mărimea comandată și mărimea care comandă în cazul surselor comandate neliniare se consideră dată sub formă analitică, grafică sau tabelată.

Se selectează același arbore normal (de referință) atît în G_I, cît și în G_U, astfel încît să conțină numărul maxim de bobine și toate sursele ideale de tensiune independente, însă nici o sursă de curent independentă.

În concordanță cu convenția de scriere a matricelor de incidență laturi-secțiuni, laturi-bucle (matrice ce se pot exprima numai funcție de matricea incidențelor esențiale ramuri-coarde [1, 2]), se numerotează laturile din cele două grafe : mai întîi ramurile și apoi coardele : în cadrul acestor două categorii, ordinea este următoarea :

— *ramuri* de surse de tensiune independente, de condensatoare, de rezistoare și de bobine ;

— *coarde* de condensatoare, de rezistoare, de bobine, de surse de curent independente.

Trebuie menționat că, termenii „ramuri de rezistoare" și „coarde de rezistoare" includ într-o ordine arbitrară laturile corespunzătoare surselor comandate, a căror relații u-i sînt algebrice ca la un rezistor.

Această numerotare a laturilor implică o separare a vectorilor de curent și tensiune, după cum urmează :

$$\boldsymbol{u} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_a \\ \boldsymbol{u}_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow \boldsymbol{u}_a = \begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_E \\ \boldsymbol{u}_{Ca} \\ \boldsymbol{u}_{Ra} \\ \boldsymbol{u}_{La} \end{bmatrix} \text{ și } \boldsymbol{u}_c = \begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_{Cc} \\ \boldsymbol{u}_{Rc} \\ \boldsymbol{u}_{Lc} \\ \boldsymbol{u}_J \end{bmatrix}, \quad (1.a)$$

$$\boldsymbol{i} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_a \\ \boldsymbol{i}_c \end{bmatrix} \Leftrightarrow \boldsymbol{i}_a = \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_E \\ \boldsymbol{i}_{Ca} \\ \boldsymbol{i}_{Ra} \\ \boldsymbol{i}_{La} \end{bmatrix} \text{ și } \boldsymbol{i}_c = \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{Cc} \\ \boldsymbol{i}_{Rc} \\ \boldsymbol{i}_{Lc} \\ \boldsymbol{i}_J \end{bmatrix}, \quad (1b)$$

unde, de exemplu, $\boldsymbol{u}_{Ca}$ este vectorul tensiunilor ramurilor de condensatoare, iar $\boldsymbol{i}_{Lc}$ — vectorul curenților coardelor de bobine.

Se va nota cu $\Lambda(\beta)$ matricea incidențelor esențiale din graful de curent (tensiune).

Corespunzător acestor notații teoremele Kirchhoff în curent (TKI) și în tensiune (TKU) au forma :

$$\text{(TKI)} \quad \boldsymbol{i}_a = -\Lambda \boldsymbol{i}_c \text{ și} \quad (2a)$$

$$\text{(TKU)} \quad \boldsymbol{u}_c = \beta^t \boldsymbol{u}_a, \quad (2b)$$

unde β^t reprezintă matricea β transpusă.

Dacă se introduc vectorii curenți și tensiuni descompuși în concordanță cu relațiile (1) în ecuațiile (2), matricele Λ, respectiv β, trebuie descompuse în mod corespunzător, adică, în patru linii și patru coloane, după cum urmează :

$$\Lambda = \begin{array}{c} \\ \text{E} \\ \text{C} \\ \text{R} \\ \text{L} \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} \text{r/c} & \text{C} & \text{R} & \text{L} & \text{J} \end{array} \\ \begin{bmatrix} - & - & - & - \\ - & - & - & - \\ - & - & - & - \\ - & - & - & - \end{bmatrix} \end{array}, \quad \beta = \begin{array}{c} \\ \text{E} \\ \text{C} \\ \text{R} \\ \text{L} \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} \text{r/c} & \text{C} & \text{R} & \text{L} & \text{J} \end{array} \\ \begin{bmatrix} - & - & - & - \\ - & - & - & - \\ - & - & - & - \\ - & - & - & - \end{bmatrix} \end{array}.$$

Dacă există o coardă de condensatoare, existența ei va fi determinată de existența unei bucle de condensatoare și surse ideale de tensiune independente. Deoarece nu există rezistențe și inductanțe într-o astfel de buclă (contur), coloana C, care corespunde unei

coarde de condensator nu poate avea o intrare nenulă în liniile care corespund ramurilor R și L în matricea Λ (β). În mod similar, dacă există o ramură de bobină, ea va fi determinată de existența unei suprafețe de secțiune intersectată numai de laturi inductive și laturi ce conțin surse ideale de curent independente. De asemenea, nu pot intersecta o astfel de suprafață laturi rezistive și capacitive și, ca atare, liniile corespunzătoare ramurilor de bobine nu pot avea elemente diferite de zero în coloanele corespunzătoare coardelor C și R.

În consecință, matricele Λ, β pot fi scrise astfel:

$$\Lambda = \begin{matrix} \\ \downarrow \end{matrix}\overset{\text{r/c}\rightarrow}{\begin{bmatrix} \Lambda_{EC} & \Lambda_{ER} & \Lambda_{EL} & \Lambda_{EJ} \\ \Lambda_{CC} & \Lambda_{CR} & \Lambda_{CL} & \Lambda_{CJ} \\ \boldsymbol{O} & \Lambda_{RR} & \Lambda_{RL} & \Lambda_{RJ} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{O} & \Lambda_{LL} & \Lambda_{LJ} \end{bmatrix}}, \tag{3}$$

$$\beta = \begin{matrix} \\ \downarrow \end{matrix}\overset{\text{r/c}\rightarrow}{\begin{bmatrix} \beta_{EC} & \beta_{ER} & \beta_{EL} & \beta_{EJ} \\ \beta_{CC} & \beta_{CR} & \beta_{CL} & \beta_{CJ} \\ \boldsymbol{O} & \beta_{RR} & \beta_{RL} & \beta_{RJ} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{O} & \beta_{LL} & \beta_{LJ} \end{bmatrix}}.$$

Introducînd expresiile (3) în teoremele Kirchoff, se obține:

$$\boldsymbol{i}_E = -\Lambda_{EC}\boldsymbol{i}_{Cc} - \Lambda_{ER}\boldsymbol{i}_{Rc} - \Lambda_{EL}\boldsymbol{i}_{Lc} - \Lambda_{EJ}\boldsymbol{i}_J, \tag{4a}$$

$$\boldsymbol{i}_{Ca} = -\Lambda_{CC}\boldsymbol{i}_{Cc} - \Lambda_{CR}\boldsymbol{i}_{Cc} - \Lambda_{CL}\boldsymbol{i}_{Lc} - \Lambda_{CJ}\boldsymbol{i}_J, \tag{4b}$$

$$\boldsymbol{i}_{Ra} = -\Lambda_{RR}\boldsymbol{i}_{Rc} - \Lambda_{RL}\boldsymbol{i}_{Lc}\Lambda_{RJ}\boldsymbol{i}_J, \tag{4c}$$

$$\boldsymbol{i}_{La} = -\Lambda_{LL}\boldsymbol{i}_{Lc} - \Lambda_{LJ}\boldsymbol{i}_J, \tag{4d}$$

$$\boldsymbol{u}_{Cc} = \beta^t_{EC}\boldsymbol{u}_E + \beta^t_{CC}\boldsymbol{u}_{Ca}, \tag{4e}$$

$$\boldsymbol{u}_{Rc} = \beta^t_{ER}\boldsymbol{u}_E + \beta^t_{CR}\boldsymbol{u}_{Ca} + \beta^t_{RR}\boldsymbol{u}_{Ra}, \tag{4f}$$

$$\boldsymbol{u}_{Lc} = \beta^t_{EL}\boldsymbol{u}_E + \beta^t_{CL}\boldsymbol{u}_{Ca} + \beta^t_{RL}\boldsymbol{u}_{Ra} + \beta^t_{LL}\boldsymbol{u}_{La}, \tag{4g}$$

$$\boldsymbol{u}_J = \beta^t_{EJ}\boldsymbol{u}_E + \beta^t_{CJ}\boldsymbol{u}_{Ca} + \beta^t_{RJ}\boldsymbol{u}_{Ra} + \beta^t_{LJ}\boldsymbol{u}_{La}. \tag{4h}$$

Eliminarea variabilelor nedorite. Pînă acum, discuția a fost făcută pe considerente topologice. Trebuie să ne întoarcem la relațiile $u-i$ corespunzătoare fiecărei laturi.

Se presupune că funcțiile $\Phi_L(i_L)$ și q_C (u_C) aparțin clasei de funcții C^2, ceea ce permite scrierea relațiilor $u-i$ pentru elemente inductive (capacitive), astfel:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_{Lc} \\ \boldsymbol{u}_{La} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{dc} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{L}_{da} \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{Lc} \\ \boldsymbol{i}_{La} \end{bmatrix} \tag{5a}$$

și:

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{Ca} \\ \boldsymbol{i}_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{C}_{da} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{C}_{dc} \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_{Ca} \\ \boldsymbol{u}_{Cc} \end{bmatrix}. \tag{5b}$$

În aceste expresii: $L_{dc} = \dfrac{\mathrm{d}\Phi_c}{\mathrm{d}i_{Lc}}\left(C_{dc} = \dfrac{\mathrm{d}q_c}{\mathrm{d}u_{Cc}}\right)$ și $L_{da} = \dfrac{\mathrm{d}\Phi_a}{\mathrm{d}i_{La}}\left(C_{da} = \dfrac{\mathrm{d}q_a}{\mathrm{d}u_{Ca}}\right)$ reprezintă matricea inductivităților diferențiale-coarde (capacităților diferențiale-coarde) și cea a inductivităților diferențiale-ramuri (capacităților diferențiale-ramuri), expresii ce sînt funcții neliniare de i_{Lc} (u_{Cc}), respectiv, de i_{La} (u_{Ca}).

După cum s-a menționat la început că nu există cuplaje magnetice, rezultă că matricele $\boldsymbol{L}_{dc}$, $\boldsymbol{L}_{da}$, $\boldsymbol{C}_{da}$, $\boldsymbol{C}_{dc}$ sînt diagonale.

Deoarece ne interesează numai mărimile i_{Lc} și u_{Ca}, toate celelalte trebuie eliminate. Pentru bobine, aceasta înseamnă eliminarea lui u_{Lc}, u_{La} și i_{La}, iar pentru condensatoare eliminarea lui i_{Ca}, i_{Cc} și u_{Cc}.

Această operație se începe prin scrierea relațiilor (4g) și (4b) după cum urmează:

$$\boldsymbol{u}_{Lc} - \beta^t_{LL}\boldsymbol{u}_{La} = [\boldsymbol{I} - \beta^t_{LL}]\begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_{Lc} \\ \boldsymbol{u}_{La} \end{bmatrix} = \beta^t_{CL}\boldsymbol{u}_{Ca} + \beta^t_{RL}\boldsymbol{u}_{Ra} + \beta^t_{EL}\boldsymbol{u}_E, \tag{6a}$$

$$\boldsymbol{i}_{Ca} + \Lambda_{CC}\boldsymbol{i}_{Cc} = [\boldsymbol{I} \quad \Lambda_{CC}]\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{Ca} \\ \boldsymbol{i}_{Cc} \end{bmatrix} = -\Lambda_{CL}\boldsymbol{i}_{Lc} - \Lambda_{CR}\boldsymbol{i}_{Rc} - \Lambda_{CJ}\boldsymbol{i}_J, \tag{6b}$$

unde $\boldsymbol{I}$ este matricea unitate.

Introducînd în membrul stîng al ecuațiilor (6) relațiile $u-i$ pentru bobine, respectiv pentru condensatoare, și ținînd seamă de relațiile (4d) și (4e), se obține:

$$[\boldsymbol{I} \quad -\beta^t_{LL}]\begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_{Lc} \\ \boldsymbol{u}_{La} \end{bmatrix} = [\boldsymbol{I} \quad -\beta^t_{LL}]\begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{dc} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{L}_{da} \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{Lc} \\ \boldsymbol{i}_{La} \end{bmatrix} =$$

$$= [\boldsymbol{I} \quad -\beta^t_{LL}]\begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{dc} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{L}_{da} \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{Lc} \\ -\Lambda_{LL}\boldsymbol{i}_{Lc} - \Lambda_{LJ}\boldsymbol{i}_J \end{bmatrix} =$$

$$= [\boldsymbol{I} \quad -\beta^t_{LL}]\begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{dc} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{L}_{da} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I} \\ -\Lambda_{LL} \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_{Lc}}{\mathrm{d}t} +$$

$$+ [\boldsymbol{I} \quad -\beta^t_{LL}]\begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{dc} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{L}_{da} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{O} \\ -\Lambda_{LJ} \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_J}{\mathrm{d}t}, \tag{7a}$$

și:

$$[\boldsymbol{I} \quad \Lambda_{CC}]\begin{bmatrix} \boldsymbol{i}_{Ca} \\ \boldsymbol{i}_{Cc} \end{bmatrix} = [\boldsymbol{I} \quad \Lambda_{CC}]\begin{bmatrix} \boldsymbol{C}_{da} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{C}_{dc} \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_{Ca} \\ \boldsymbol{u}_{Cc} \end{bmatrix} =$$

$$[\boldsymbol{I} \quad \Lambda_{CC}]\begin{bmatrix} \boldsymbol{C}_{da} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{C}_{dc} \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_{Ca} \\ \beta^t_{CC}\boldsymbol{u}_{Ca} + \beta^t_{EC}\boldsymbol{u}_E \end{bmatrix} =$$

$$= [\boldsymbol{I}\ \Lambda_{CC}] \begin{bmatrix} \boldsymbol{C}_{da} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{C}_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I} \\ \beta^t_{CC} \end{bmatrix} \frac{d\boldsymbol{u}_{Ca}}{dt} +$$

$$+ [\boldsymbol{I}\ \Lambda_{CC}] \begin{bmatrix} \boldsymbol{C}_{da} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{C}_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{O} \\ \beta^t_{EC} \end{bmatrix} \frac{d\boldsymbol{u}_E}{dt}. \quad (7b)$$

Pentru simplitate se notează :

$$\mathcal{L}_d = [\boldsymbol{I}\ -\beta^t_{LL}] \begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{dc} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{L}_{da} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I} \\ -\Lambda_{LL} \end{bmatrix} = \quad (8a)$$

$$= \boldsymbol{L}_{dc} + \beta^t_{EC} \boldsymbol{L}_{da} \Lambda_{LL},$$

care este egală cu L_{dc} ; dacă nu există secţiuni de bobine,

$$\hat{\mathcal{L}}_d = -[\boldsymbol{I}\ -\beta^t_{LL}] \begin{bmatrix} \boldsymbol{L}_{dc} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{L}_{da} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{O} \\ -\Lambda_{LJ} \end{bmatrix} = \quad (8b)$$

$$= -\beta^t_{LL} \boldsymbol{L}_{da} \Lambda_{LJ},$$

care este matricea zero, dacă nu există secţiuni intersectate numai de bobine şi surse de curent independente, şi :

$$\mathcal{C}_d = [\boldsymbol{I}\ \Lambda_{CC}] \begin{bmatrix} \boldsymbol{C}_{da} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{C}_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I} \\ \beta^t_{CC} \end{bmatrix} = \quad (8c)$$

$$= \boldsymbol{C}_{da} + \Lambda_{CC} \boldsymbol{C}_{dc} \beta^t_{CC},$$

egală cu C_{da} dacă nu există contururi de condensatoare,

$$\hat{\mathcal{C}}_d = -[\boldsymbol{I}\ \Lambda_{CC}] \begin{bmatrix} \boldsymbol{C}_{da} & \boldsymbol{O} \\ \boldsymbol{O} & \boldsymbol{C}_{dc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{O} \\ \beta^t_{EC} \end{bmatrix} = \Lambda_{CC} \boldsymbol{C}_{dc} \beta^t_{EC}, \quad (8d)$$

care este matricea zero, cînd nu există contururi care să conţină numai condensatoare şi surse ideale de tensiune independente.

Introducînd notaţiile (8) în ecuaţiile (7) şi apoi pe acestea în (6), se obţine :

$$\mathcal{L}_d \frac{d\boldsymbol{i}_{Lc}}{dt} = \beta^t_{CL} \boldsymbol{u}_{Ca} + \beta^t_{RL} \boldsymbol{u}_{Ra} + \beta^t_{EL} \boldsymbol{u}_E \hat{\mathcal{L}}_d \frac{d\boldsymbol{u}_E}{dt} \quad (9a)$$

şi :

$$\mathcal{C}_d \frac{d\boldsymbol{u}_{Ca}}{dt} = -\Lambda_{CL} \boldsymbol{i}_{Lc} - \Lambda_{CR} \boldsymbol{i}_{Rc} - \Lambda_{CJ} \boldsymbol{i}_J + \hat{\mathcal{C}}_d \frac{d\boldsymbol{i}_J}{dt}, \quad (9b)$$

care este într-un fel „duala" ecuaţiei (9a).

Matricele $\mathcal{L}_d$, $\hat{\mathcal{L}}_d$, $\mathcal{C}_d$ şi $\hat{\mathcal{C}}_d$ sînt matrice neliniare şi, prin urmare, ecuaţiile (9) sînt neliniare.

În ecuaţiile (9) mai sînt două variabile u_{Ra} şi i_{Rc}, care trebuie eliminate. Pentru aceasta se folosesc relaţiile u-i ale laturilor rezistive şi ecuaţiile (4c) şi (4f). Se consideră că relaţiile u-i pentru laturile rezistive se pot scrie astfel :

$$\boldsymbol{u}_{Ra} = \boldsymbol{R}_{sa} \boldsymbol{i}_{Ra} \quad (10a)$$

şi :

$$\boldsymbol{i}_{Rc} = \boldsymbol{G}_{sc} \boldsymbol{u}_{Rc}, \quad (10b)$$

unde : $\boldsymbol{R}_{sa}(\boldsymbol{G}_{sc})$ reprezintă matricea diagonală a rezistenţelor statice ramuri (a conductanţelor statice coarde). Ecuaţiile (10) sînt neliniare, în cazul în care rezistoarele respective sînt neliniare, deoarece în acest caz atît $\boldsymbol{R}_{sa}$, cît şi $\boldsymbol{G}_{sc}$ sînt neliniare, şi liniare cînd rezistoarele sînt liniare.

Înmulţind ecuaţiile (4c) şi (4f) cu matricea $\boldsymbol{R}_{sa}$, respectiv $\boldsymbol{G}_{sc}$ şi avînd în vedere ecuaţiile (10), rezultă :

$$\boldsymbol{u}_{Ra} = -\boldsymbol{R}_{sa}(\Lambda_{RR} \boldsymbol{i}_{Rc} + \Lambda_{RL} \boldsymbol{i}_{Lc} + \Lambda_{RJ} \boldsymbol{i}_J) \quad (11a)$$

şi :

$$\boldsymbol{i}_{Rc} = \boldsymbol{G}_{sc}(\beta^t_{RR} \boldsymbol{u}_{Ra} + \beta^t_{CR} \boldsymbol{u}_{Ca} + \beta^t_{ER} \boldsymbol{u}_E). \quad (11b)$$

Condiţiile de existenţă a unei soluţii în raport cu variabilele $\boldsymbol{u}_{Ra}$ şi $\boldsymbol{i}_{Rc}$ se reduc la existenţa inverselor matricelor :

$$\mathcal{K}_1 = \boldsymbol{I} + \boldsymbol{R}_{sa} \Lambda_{RR} \boldsymbol{G}_{sc} \beta^t_{RR}, \quad (12a)$$

$$\mathcal{K}_2 = \boldsymbol{I} + \boldsymbol{G}_{sc} \beta^t_{RR} \boldsymbol{R}_{sa} \Lambda_{RR}. \quad (12b)$$

Notînd cu :

$$\boldsymbol{G}_{sn} = \boldsymbol{G}_{sa} + \Lambda_{RR} \boldsymbol{G}_{sc} \beta^t_{RR}, \quad (13a)$$

$$\boldsymbol{R}_{sb} + \boldsymbol{R}^t_{sc} + \beta^t_{RR} \boldsymbol{R}_{sa} \Lambda_{RR}, \quad (13b)$$

unde $\boldsymbol{G}_{sa}(\boldsymbol{R}_{sc})$ este inversa matricei $\boldsymbol{R}_{sa}(\boldsymbol{G}_{sc})$ astfel încît :

$$\mathcal{K}_1 = \boldsymbol{R}_{sa} \boldsymbol{G}_{sn} \text{ şi } \mathcal{K}_2 = \boldsymbol{G}_{sc} \boldsymbol{R}_{sb}.$$

Rezultă că : $\mathcal{K}_1$ şi $\mathcal{K}_2$ vor fi nesingulare, dacă $\boldsymbol{G}_{sn}$ şi $\boldsymbol{R}_{sb}$ sînt nesingulare. Se observă uşor că $\boldsymbol{R}_{sb}$ şi $\boldsymbol{G}_{sn}$ pot fi interpretate ca părţi componente ale matricelor parametrilor contururilor şi secţiunilor. Se poate demonstra [7] că dacă caracteristicile neliniare u-i ale rezistoarelor sînt monotone, sistemul de ecuaţii (11) are soluţie unică. Acceptînd că matricele (13) sînt nesingulare, există o soluţie pentru (12), în caz contrar metodica prezentată nu este aplicabilă.

Rezolvînd ecuaţiile (11) în raport cu variabilele $\boldsymbol{u}_{Ra}$ şi $\boldsymbol{i}_{Rc}$, se obţine :

$$\boldsymbol{u}_{Ra} = -\boldsymbol{G}^{-1}_{sn}(\Lambda_{RL} \boldsymbol{i}_{Lc} + \Lambda_{RR} \boldsymbol{G}_{sc} \beta^t_{CR} \boldsymbol{u}_{Ca} +$$

$$+ \Lambda_{RR} \boldsymbol{G}_{sc} \beta^t_{ER} \boldsymbol{u}_E + \Lambda_{RJ} \boldsymbol{i}_J) \quad (14a)$$

şi :

$$\boldsymbol{i}_{Rc} = -\boldsymbol{R}^{-1}_{sb}(\beta^t_{RR} \boldsymbol{R}_{sa} \Lambda_{RL} \boldsymbol{i}_{Lc} - \beta^t_{CR} \boldsymbol{u}_{ca} -$$

$$- \beta^t_{ER} \boldsymbol{u}_E + \Lambda_{RR} \boldsymbol{R}_{sa} \Lambda_{RJ} \boldsymbol{i}_J). \quad (14b)$$

Înlocuind expresiile mărimilor u_{Ra} și i_{Rc} date de (14) în ecuațiile (9), rezultă:

$$\mathcal{L}_d \frac{di_{Lc}}{dt} = [-z_{LcLc} \quad \delta_{LcCa}] \begin{bmatrix} i_{Lc} \\ u_{Ca} \end{bmatrix} + \\ + [\delta_{LcE} - z_{LcJ}] \begin{bmatrix} u_E \\ i_J \end{bmatrix} + [O \quad \hat{\mathcal{L}}_d] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_E \\ i_J \end{bmatrix} \quad (15a)$$

și:

$$\mathcal{C}_d \frac{du_{Ca}}{dt} = [\gamma_{CaLc} \quad -y_{CaCa}] \begin{bmatrix} i_{Lc} \\ u_{Ca} \end{bmatrix} + \\ + [-y_{CaE} \quad \gamma_{CaJ}] \begin{bmatrix} u_E \\ i_J \end{bmatrix} + [\hat{\mathcal{C}}_d \quad O] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_E \\ i_J \end{bmatrix}, \quad (15b)$$

unde s-au făcut notațiile:

$$z_{LcLc} = \beta^t_{RL} G^{-1}_{sn} \Lambda_{RL}, \quad (16a)$$

$$z_{LcJ} = \beta^t_{RL} G^{-1}_{sn} \Lambda_{RJ}, \quad (16b)$$

$$\delta_{LcCa} = \beta^t_{CL} - \beta^t_{RL} G^{-1}_{sn} \Lambda_{RR} G_{sc} \beta^t_{CR} \quad (16c)$$

$$\delta_{LcE} = \beta^t_{EL} - \beta^t_{RL} G^{-1}_{sn} \Lambda_{RR} G_{sc} \beta^t_{ER}, \quad (16d)$$

$$y_{CaCa} = \Lambda_{CR} R^{-1}_{sb} \beta^t_{CR}, \quad (16e)$$

$$y_{CaE} = \Lambda_{CR} R^{-1}_{sb} \beta^t_{ER}, \quad (16f)$$

$$\gamma_{CaLc} = -\Lambda_{CL} + \Lambda_{CR} R^{-1}_{sb} \beta^t_{RR} R_{sa} \Lambda_{RL}, \quad (16g)$$

$$\gamma_{CaJ} = -\Lambda_{CJ} + \Lambda_{CR} R^{-1}_{sb} \beta^t_{RR} R_{sa} \Lambda_{RJ}. \quad (16h)$$

Simbolurile folosite pentru matricele (16) au fost alese ținînd seamă de dimensiunile lor. Astfel, z_{LcLc} și z_{LcJ} exprimă raportul dintre un vector de tensiuni și un vector de curent, avînd dimensinile de impedanță; y_{CaCa}, y_{CaE} — raportul între un vector de curent și unul de tensiune, avînd dimensiuni de admitanță; iar δ_{LcCa}, δ_{LcE} (γ_{CaLc}, γ_{CaJ}) sînt fără simensiuni, reprezentînd factori de transfer în tensiune (în curent).

Avînd în vedere ecuațiile (15) și presupunînd că matricele $\mathcal{L}_d$ și $\mathcal{C}_d$ sînt nesingulare, ecuația de stare a circuitelor electrice neliniare cu surse comandate neliniare și elemente în exces, se poate scrie astfel:

$$\frac{dx}{dt} = \mathcal{A}x + \mathcal{B}_1 y + \mathcal{B}_2 \frac{dy}{dt}, \quad (17)$$

unde:

$x = \begin{bmatrix} i_{Lc} \\ u_{Ca} \end{bmatrix}$ reprezintă vectorul variabilelor stare;

$y = \begin{bmatrix} u_E \\ i_J \end{bmatrix}$ reprezintă vectorul variabilelor de excitație;

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_d^{-1} & O \\ O & \mathcal{C}_d^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -z_{LcLc} & \delta_{LcCa} \\ \gamma_{CaLc} & -y_{CaCa} \end{bmatrix}; \quad (18a)$$

$$\mathcal{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_d^{-1} & O \\ O & \mathcal{C}_d^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_{LcE} & -z_{LcJ} \\ -y_{CaE} & \gamma_{CaJ} \end{bmatrix}; \quad (18b)$$

$$\mathcal{B}_2 = \begin{bmatrix} \mathcal{L}_d^{-1} & O \\ O & \mathcal{C}_d^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} O & \hat{\mathcal{L}}_d \\ \hat{\mathcal{C}}_d & O \end{bmatrix}. \quad (18c)$$

Matricele coeficienților $\mathcal{A}$, $\mathcal{B}_1$, $\mathcal{B}_2$ sînt matrice neliniare, deoarece elementele lor sînt neliniare.

Ecuația de stare (17) se poate scrie și sub forma unei ecuații diferențiale vectoriale de ordinul întîi, neliniară, de forma:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t), \quad (19)$$

ceea ce reprezintă scopul urmărit.

3. Aplicație

Se consideră circuitul reprezentat în figura 1, la care se presupun cunoscute: e_1, J, C_2, R_4; funcțiilor neliniare: $i_{R_6} = f_6(u_{R_6}) = G_{s_6}(u_{R_6})\, u_{R_6}$, $\Phi_{L_8} = \Phi_{L_8}(i_{L_8})$, $q_{C_3} = q_{C_3}(u_{C_3})$ și se presupune

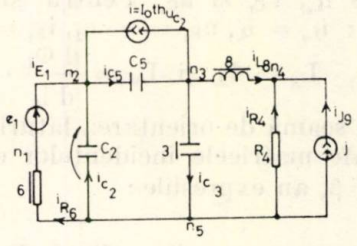


Fig. 1. Schema circuitului neliniar cu sursă ideală de curent neliniară, comandată în tensiune.

că intensitatea i a sursei de curent neliniară comandată în tensiune are expresia analitică $i = I_0 \operatorname{th} u_{C_2}$.

Înlocuind, conform anexei 1, sursa de curent neliniară comandată în tensiune cu schema echivalentă cu elemente dipolare din figura 5b, se obține circuitul echivalent din figura 2,

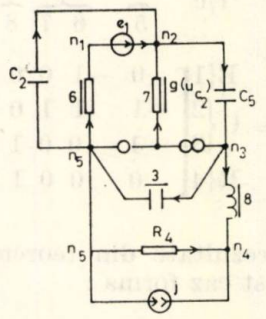


Fig. 2. Schema circuitului neliniar cu elemente dipolare.

unde conductanța neliniară $g(u_{C_2})$ are expresia: $g(u_{C_2}) = \dfrac{I_0 \operatorname{th} u_{C_2}}{u_{C_2}}$.

Cele două grafe de curent G_I și de tensiune G_U corespunzătoare circuitului din figura 2 s-au reprezentat în figura 3a, respectiv în figura 3b.

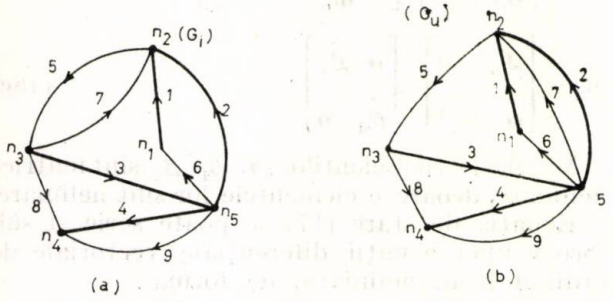


Fig. 3. Graficul circuitului:
a – graficul de curent G_I; *b* – graficul de tensiune G_U.

Deoarece laturile {2, 5, 3} formează o buclă (contur) de condensatoare, gradul de complexitate a circuitului din figura 2 este $4-1=3$, Se alege ca arbore normal comun în cele două grafe arborele format din laturile {1, 2, 3, 4}, laturi care, în figura 3 au fost reprezentate îngroșat. Se consideră va variabile de stare mărimile i_{L_8}, u_{C_1} și u_{C_3}. Pentru simplitate se va nota: $i_{L_8}=i_L$, $u_{E_1}=-e_1$, $i_{E_1}=i_1$, $i_{T_9}=J$, $u_{Jg}=u_J$, $L_8=\Phi_L$ și $L_d=\dfrac{d\,\Phi_L}{d\,i_L}$.

Ținînd seamă de orientarea laturilor din cele două grafe matricele incidențelor esențiale Λ, respectiv β, au expresiile:

$$\begin{array}{c} \text{r/c} \quad \underbrace{C}_{5} \quad \underbrace{R\ L\ J}_{6\ 7\ 8\ 9} \\ \Lambda = \begin{matrix} E\{1 \\ C\{2 \\ \{3 \\ R\{4 \end{matrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \end{array}$$

$$\begin{array}{c} \text{r/c} \quad \underbrace{C}_{5} \quad \underbrace{R\ L\ J}_{6\ 7\ 8\ 9} \\ \beta = \begin{matrix} E\{1 \\ C\{2 \\ \{3 \\ R\{4 \end{matrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \end{array}$$

Ecuațiile rezultate din teoremele Kirchhoff (4) au în acest caz forma:

$$\underline{TCI}$$

$$[i_1] = -[0][i_{C_5}] - [-1\ 0]\begin{bmatrix} i_{R_6} \\ i_{R_7} \end{bmatrix} - [0]\,[i_L] - [0]\,[J],$$

$$\begin{bmatrix} i_{C_2} \\ i_{C_3} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}[i_{C_5}] - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{R_6} \\ i_{R_7} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}[i_L] - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}[J],$$

$$[i_{R_4}] = -[0\ 0]\begin{bmatrix} i_{R_6} \\ i_{R_7} \end{bmatrix} - [1][i_L] - [1]\,[J],$$

$$\underline{TCU}$$

$$[u_{C_5}] = [0]\,[-e_1] + [-1\ -1]\begin{bmatrix} u_{C_2} \\ u_{C_3} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} u_{R_6} \\ u_{R_7} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix}[-e_1] + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_{C_2} \\ u_{C_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}[u_{R_4}],$$

$$[u_L] = [0]\,[-e_1] + [0\ 1]\begin{bmatrix} u_{C_2} \\ u_{C_3} \end{bmatrix} + [1]\,[u_{R_4}],$$

$$[u_J] = [0]\,[-e_1] + [0\ 0]\begin{bmatrix} u_{C_2} \\ u_{C_3} \end{bmatrix} + [1]\,[u_{R_4}].$$

Relațiile (5) *u-i* pentru elementele inductive (capacitive) pentru circuitul din figura 2 sînt:

$$[u_L] = [L_d(i_L)]\left[\frac{di_L}{dt}\right] \Leftrightarrow u_L = L_d(i_L)\frac{di_L}{dt}$$

și:

$$\begin{bmatrix} i_{C_2} \\ i_{C_3} \\ i_{C_5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_2 & 0 & 0 \\ 0 & C_{d_3}(u_{C_3}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \dfrac{du_{C_2}}{dt} \\ \dfrac{du_{C_3}}{dt} \\ \dfrac{du_{C_5}}{dt} \end{bmatrix},$$

unde:

$$L_d(i_L) = \frac{d\Phi_L}{di_L} \text{ și } C_{d_3}(u_{C_3}) = \frac{dq_{C_3}}{du_{C_3}}.$$

Pentru că în circuitul din figura 2 nu există secțiuni intersectate numai de bobine și nici secțiuni intersectate numai de bobine și surse ideale de curent independente, matricele (8c) și (8d) au expresiile:

$$\mathcal{L}_d = L_{dc} = [L_d(i_L)] \text{ și } \hat{\mathcal{L}}_d = 0.$$

Circuitul analizat conține o buclă formată numai din condensatoare și nici una formată numai din condensatoare și surse ideale de ten-

siune independente; prin urmare, matricele (8c) și (8d) au expresiile:

$$\mathcal{C}_d = \begin{bmatrix} C_2 & 0 \\ 0 & C_{d_3}(u_{C_3}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \end{bmatrix} [C_5] [-1 \; -1] =$$

$$= \begin{bmatrix} C_2 + C_5 & C_5 \\ C_5 & C_{d_3}(u_{C_3}) + C_5 \end{bmatrix} \text{ și } \hat{\mathcal{C}}_d = 0$$

Ecuațiile (9a) se pot scrie astfel:

$$L_d(i_L) \frac{di_L}{dt} = u_{C_2} + u_{R_4}$$

și:

$$\begin{bmatrix} C_2 + C_5 & C_5 \\ C_5 & C_{d_3}(u_{C_3}) + C_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{du_{C_2}}{dt} \\ \frac{du_{C_3}}{dt} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} [i_L] - \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R_6} \\ i_{R_7} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [J].$$

unde conductanța G_{se} a fost scrisă fără să se arate că este funcție neliniară de tensiunea $u_{R_6} = e_1 + u_{C_3}$, aceasta subînțelegîndu-se.

Avînd în vedere relațiile lor de definiție, matricele (16) au pentru circuitul dat expresiile:

$$\mathcal{Z}_{LcLc} = [R_4], \; \mathcal{Z}_{LcJ} = [R_4];$$

$$\delta_{LcCa} = [0\,1]; \; \delta_{LcE} = [0],$$

$$\mathcal{Y}_{CaCa} = \begin{bmatrix} -G_{s_6}(u_{R_6}) + g(u_{C_2}) & 0 \\ g(u_{C_2}) & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathcal{Y}_{CaE} = \begin{bmatrix} G_{s_6}(u_{R_6}) \\ 0 \end{bmatrix}; \; \gamma_{CaLc} = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix}; \; \gamma_{CaJ} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

În consecință, ecuația de stare (17) are pentru circuitul studiat forma:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{C_2} \\ u_{C_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_4}{L_d(i_L)} & 0 & \frac{1}{L_d(i_L)} \\ \frac{C_5}{\Delta} & \frac{[Cd_3(u_{C_3}) + C_5][G_s(e_1 + u_{C_3}) + g(u_{C_2})] - G_5 g(u_{C_2})}{\Delta} & 0 \\ -\frac{C_2 + C_5}{\Delta} & \frac{-C_5 G_{s_6}(e_1 + u_{C_2}) + C_2 g(u_{C_3})}{\Delta} & 0 \end{bmatrix} \cdot$$

$$\cdot \begin{bmatrix} i_L \\ u_{C_2} \\ u_{C_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{R_4}{L_d(i_L)} \\ \frac{[C_{d_3}(u_{C_3}) + C_5] G_{s_6}(e_1 + u_{C_2})}{\Delta} & 0 \\ -\frac{C_5 G_{s_6}(e_1 + u_{C_2})}{\Delta} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -e_1 \\ J \end{bmatrix},$$

Pentru a elimina variabilele u_{R_4} și i_{R_6}, i_{R_6} din ecuațiile de mai sus se face uz de relațiile u—i ale laturilor rezistive, care în conformitate cu ecuațiile (10), (11), (12), (13) și (14) se pot scrie după cum urmează:

$$u_{R_4} = -R_4(i_L + J)$$

și

$$\begin{bmatrix} i_{R_6} \\ i_{R_7} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (u_{C_2} + e_1) \; G_{s_6} \\ I_0 \, \text{thu}_{C_2} \end{bmatrix},$$

unde s-a notat cu Δ expresia:

$$\Delta = C_2 C_5 + (C_2 + C_5) C_{d_3}(u_{C_3}).$$

4. Concluzii

Metodica de formulare și scriere a ecuațiilor de stare pentru circuitele electrice neliniare cu surse comandate neliniare, prezentată în lucrare este deosebit de avantajoasă, deoarece prin folosirea celor două elemente dipolare speciale, nulatorul și noratorul, împreună cu ele-

mentul dipolar obișnuit, rezistorul neliniar, sau liniar, se pot construi scheme echivalente dipolare pentru orice sursă neliniară comandată. Circuitul electric obținut după înlocuirea surselor comandate neliniare cu elemente dipolare liniare și neliniare permite scrierea rapidă a celor două teoreme ale lui Kirchhof și eliminarea facilă a variabilelor nedorite din ecuațiile variabilelor de stare. Alegerea ca variabile de stare a curenților bobinelor coarde și a tensiunilor de la bornele condensatoarelor ramuri conduce la o exprimare comodă a tensiunilor bobinelor și curenților condensatoarelor prin intermediul inductanțelor dinamice, respectiv capacităților dinamice.

ANEXA 1

Scheme echivalente cu element dipolare și neliniare a unor diporți ideali neliniari

1. Sursa ideală de tensiune neliniară comandată în curent u(i) se reprezintă prin simbolul din figura 4a și este descrisă de ecuațiile:

$$u_1 = 0\,;\; u_2 = f_{21}(i_1) \Leftrightarrow u_2 = r_{21}(i_1)\, i_1\,; \tag{1a}$$

unde:

$$r_{21}(i_1) = \frac{f_{21}(i_1)}{i_1}. \tag{1b}$$

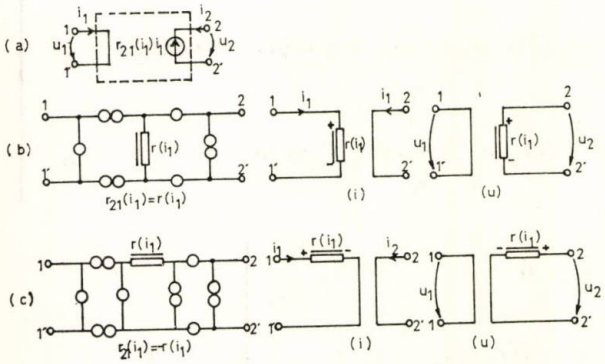


Fig. 4. Sursa ideală de tensiune neliniară comandată în curent:

a — reprezentare simbolică; *b* — schema echivalentă cu elemente dipolare pentru rezistența de transfer pozitivă; *c* — schema echivalentă cu elemente dipolare pentru rezistența de transfer negativă.

În figurile 4b și 4c sînt prezentate două variante de scheme echivalente cu elemente dipolare liniare și neliniare, precum și schemele echivalente ale acestora, pentru curenți și respectiv pentru tensiuni.

Circuitul din figura 4b are rezistența de transfer $r_{21}(i_1) = r(i_1)$, iar cel din figura 4c are rezistența de transfer $r_{21}(i_1) = -r(i_1)$. În cazul surselor comandate tripolare, pentru care bornele 1′ și 2′ coincid, schemele echivalente se simplifică corespunzător.

2. Sursa ideală de curent neliniară comandată în tensiunea i(u) se reprezintă prin simbolul din figura 5a și este descrisă de ecuațiile:

$$i_1 = 0\,;\; i_2 = f_{21}(u_1) \Leftrightarrow i_2 = g_{21}(u_1)\, u_1, \tag{2a}$$

unde:

$$g_{21}(u_1) = \frac{f_{21}(u_1)}{u_1}. \tag{2b}$$

În figurile 5b și 5c sînt reprezentate schemele echivalente cu elemente dipolare pentru conductanța de transfer $g_{21}(u_1) = g(u_1)$ și respectiv $g_{21}(u_1) = -g(u_1)$. În figurile 5b și 5c sînt prezentate și schemele echivalente pentru curenți și pentru tensiuni.

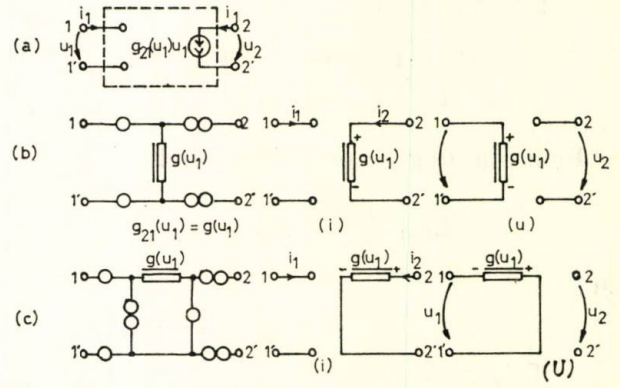


Fig. 5. Sursa ideală de curent neliniară, comandată în tensiune:

a — reprezentarea simbolică; *b* — schema echivalentă cu elemente dipolare pentru conductanța de transfer pozitivă; *c* — schema echivalentă cu elemente dipolare pentru conductanța de transfer negativ.

3. Sursa ideală de tensiune neliniară comandată în tensiunea u(u) se reprezintă prin simbolul din figura 6a și este descrisă de ecuațiile:

$$i_1 = 0\,;\; u_2 = f_{21}(u_1) \Leftrightarrow u_2 = a_{21}(u_1)\, u_1, \tag{3a}$$

unde:

$$a_{21}(u_1) = \frac{f_{21}(u_1)}{u_1}. \tag{3(b)}$$

este factorul de transfer în tensiune de la poarta 1 la poarta 2.

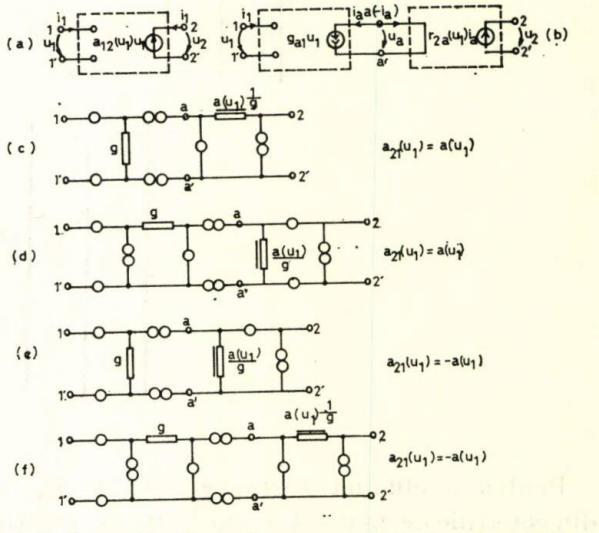


Fig. 6. Sursa ideală de tensiune neliniară comandată în tensiune:

a — reprezentarea simbolică; *b* — schema echivalentă; *c, d* — scheme echivalente cu elemente dipolare pentru factor de transfer pozitiv; *e, f* — — scheme echivalente cu elemente dipolare pentru factor de transfer negativ.

Sursa ideală neliniară u(u) poate fi realizată prin legarea în cascadă a unei surse ideale liniare (neliniare) i(u) cu o sursă neliniară (liniară) u(i), ca în figura 6b, cînd prima sursă este liniară și a doua neliniară. Factorul de transfer este în acest caz:

$$a_{21}(u_1) = -r_{2a}(u_1)\, g_{a1}, \tag{4}$$

unde: $r_2(u_1)$ și g_1 sînt rezistența (conductanța) de transfer ale celor două etaje. Corespunzător, prin conectarea în cascadă a schemelor echivalente din figurile 4b, c și 5b,c, rezultă cele patru variante de scheme echivalente din figurile 6c, d, e, f, din care s-au eliminat nulatoarele și noratoarele în exces.

4. Sursa ideală de curent neliniară comandată în curent i(i) se reprezintă prin simbolul din figura 7a și este descrisă de ecuațiile:

$$u_1 = 0\,;\ i_2 = f_{21}(i_1) \Leftrightarrow i_2 = b_{21}(i_1)\, i_1, \tag{5a}$$

unde:

$$b_{21}(i_1) = \frac{f_{21}(i_1)}{i_1}, \tag{5b}$$

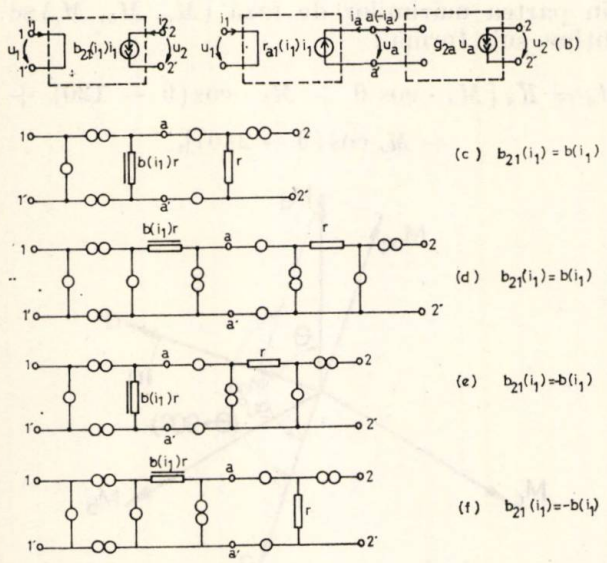


Fig. 7. Sursa ideală de curent neliniară comandată în curent:
b — reprezentare simbolică — schema echivalentă; *c*, *d* — schema echivalentă cu elemente dipolare pentru factor de transfer pozitiv; *e*, *f* — schema echivalentă cu elemente dipolare pentru factor de transfer negativ.

este factorul de transfer în curent, de la poarta 1 la poarta 2. Sursa ideală neliniară i(i) poate fi redusă la o sursă ideală neliniară (liniară), u(i) și o sursă liniară (neliniară) i(u), legate în cascadă ca în figura 7b cînd prima sursă este neliniară și a doua liniară. Factorul de transfer este:

$$b_{21}(i_1) = g_{a_2} r_{a1}(i_1), \tag{6}$$

unde: g_{a_2} și $r_{a1}(i_1)$ sînt conductanța (rezistența) de transfer ale celor două etaje componente. Și în acest caz, rezultă patru variante de scheme echivalente (figurile 7c, d, e, f).

Bibliografie

[1] *Balabanian, N., Bickart, T.* Teoria modernă a circuitelor. București, Ed. tehnică, 1974.

[2] *Cristea, P.* Scheme echivalente cu elemente dipolare ale circuitelor electrice și electronice. În: E.E.A. — Electrotehnica **23**, nr. 4, mai 1975, pag. 145—155.

[3] *Stern, Th. E.*, On the equations of nonlinear networks In: IEEE Trans. CT—**13**, nr. 1, march, 1966, p. 74—82.

[4] *Chau, L. O., Rohrer, R. A.* On the dynamic equations of a class of nonlinear RLC networks. In: IEEE Trans. CT—**12**, nr. 4, december 1965, p. 475—489.

[5] *Preda, M., Cristea, P., Spinei, F.* Analiza circuitelor electrice neliniare în regim tranzitoriu. IPB. Catedra de electrotehnică II, lit. IPB—1973.

[6] * * * Analiza circuitelor electrice, metoda variabilelor de stare. IPB, Catedra de electrotehnică II, lit. IPB—1973.

[7] *Spinei, F.* An analysis method of the d.c. nonlinear electrical networks In: Rev. Roum. Sci. Techn., Electrotechn. et Energ., vol. **16**, nr. 2, 1971.

Intrat în redacție la 30.I.1976

CZ 621.313

MAŞINA SINCRONĂ LINIARIZATĂ
ECUAŢII ÎN UNITĂŢI RELATIVE
MATRICE DE TRANSFORMARE

Ecuaţiile de funcţionare pentru maşina sincronă liniarizată.

II — Ecuaţiile în unităţi relative pentru maşina transformată şi redusă la stator

OVIDIU CRIŞAN * — TIMIŞOARA

În cadrul lucrării se efectuează transformarea maşinii reale liniare într-o maşină echivalentă, avînd mărimile exprimate în sistemul de coordonate d, q, o; în acest scop se introduc relaţii de transformare care respectă condiţiile de ortogonalitate. Se justifică şi se efectuează reducerea tuturor mărimilor la nivelul mărimilor statorice, cu precizarea avantajelor ce decurg. Se introduc unităţile relative.

1. Maşina sincronă liniarizată transformată

1.1. Dezavantajele ecuaţiilor exprimate în sistemul de coordonate al mărimilor de fază. Justificarea transformării. În scopul soluţionării ecuaţiilor care descriu funcţionarea maşinii sincrone, este necesar să se utilizeze relaţiile care exprimă legătura dintre înlănţuiri şi curent prin intermediul inductivităţilor. Dar inductivităţile sînt, în general, dependente de unghiul θ şi deci sistemele de ecuaţii sînt neliniare şi creează dificultăţi în rezolvare.

Neliniaritatea amintită este cauzată de faptul că mărimile au fost exprimate în sistemul de coordonate de fază, care este un sistem de referinţă fix legat de stator; faţă de acest sistem, configuraţia circuitului magnetic se modifică odată cu modificarea poziţiei rotorului.

Dacă însă se adoptă un sistem de referinţă legat de rotor, deoarece statorul este simetric, în orice moment, pentru orice poziţie a rotorului, configuraţia circuitului magnetic privită dinspre rotor, rămîne neschimbată. Evident, în acest caz este necesar să se determine componentele mărimilor statorice faţă de noul sistem mobil de referinţă.

Sistemul de referinţă mobil, se adoptă cu axele suprapuse peste axele d şi q rotorice. Toate mărimile variabile din maşină urmează să fie descompuse (proiectate) în componente după aceste axe.

Deoarece înfăşurările rotorice sînt orientate după noile axe de referinţă, proiecţia mărimilor rotorice este egală chiar cu mărimile însăşi, adică transformarea mărimilor rotorice se efectuează cu o matrice unitară.

Proiecţia mărimilor statorice este funcţie de poziţia momentană a rotorului (fig. 1).

* Dr. ing. *O. Crişan*, este conferenţiar la I.P.-Timişoara, Catedra de electroenergetică.

Astfel mărimea rezultantă în axa d (M_d), din partea mărimilor de fază (M_a, M_b, M_c) se obţine sub forma:

$$M_d = K_d [M_a \cdot \cos\theta + M_b \cdot \cos(\theta - 120) + M_c \cos(\theta - 240)],$$

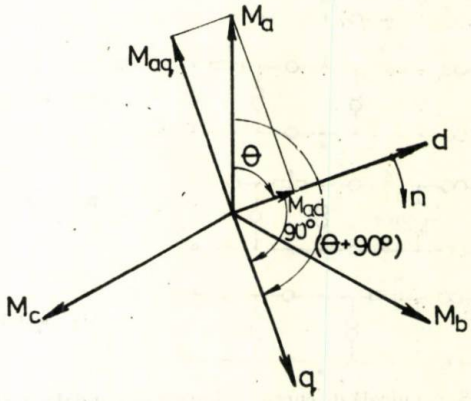


Fig. 1. Poziţia relativă a celor două sisteme de referinţă.

iar în axa q:

$$M_q = -K_q [M_a \sin\theta + M_b \sin(\theta - 120) + M_c \sin(\theta - 240)].$$

În scopul obţinerii unei transformări coerente, este necesar ca în noul sistem de coordonate să se introducă trei variabile ca şi în vechiul sistem de coordonate. A treia componentă a noului sistem, se defineşte analog ca şi componenta omopolară din sistemul de componente simetrice:

$$M_0 = K_0 [M_a + M_b + M_c].$$

Constantele K_d, K_q, K_0, urmează să se obţină pe baza principiilor de transformare acceptate.

1.2. Caracteristicile maşinii transformate. Maşina transformată, are următoarele caracteteristici (fig. 2):

— are aceeaşi configuraţie geometrică şi aceleaşi caracteristici mecanice ca şi maşina reală;

— are aceleaşi înfăşurări rotorice ca şi maşina reală;

— are trei înfăşurări statorice fixe, cu axele orientate la fel ca şi axele maşinii reale şi două înfăşurări statorice rotitoare cu axele orientate după axa d respectiv q.

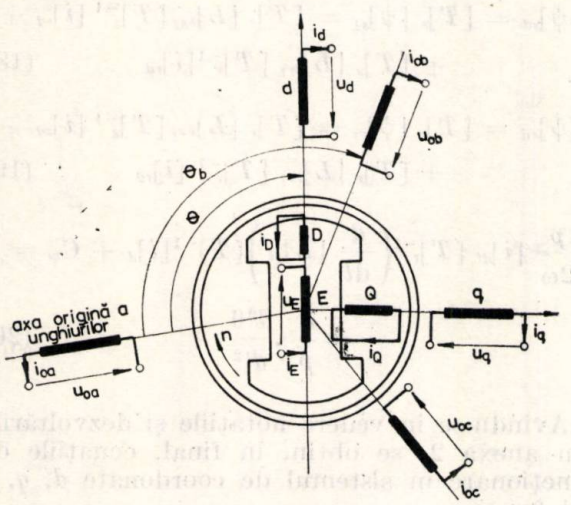


Fig. 2. Reprezentarea maşinii transformate.

Transformarea se va efectua astfel ca maşina transformată să aibă :

— aceeaşi energie magnetică momentană şi acelaşi cuplu electromagnetic în întrefier;

— aceeaşi putere electrică momentană ca şi maşina reală;

Aceste ultime condiţii reflectă comportarea rezultantă identică a maşinii reale şi a maşinii tranformate din punct de vedere electric, magnetic şi dinamic.

1.3. Determinarea formei matricilor de transformare. În urma transformării, mărimile exprimate în noul sistem de coordonate (notate cu indicele d), se vor determina în funcţie de mărimile din vechiul sistem de coordonate (coordonatele de fază), prin intermediul unor matrici de transformare, în general distincte pentru fiecare tip de variabilă :

$$[u]_d=[T]_u[u]_f;\ [i]_d=[T]_i[i]_f;\ [\psi]_d=[T]_\psi[\psi]_f, \tag{1}$$

unde $[u]_d$, $[i]_d$, $[\psi]_d$ sînt matricile coloană ale variabilelor, exprimate în sistemul de coordonate d, q, o (anexa 1).

Urmează să se determine expresiile celor trei matrici de transformare. În acest scop se utilizează condiţiile de echivalenţă energetică a celor două maşini.

Din condiţia de egalitate a energiei magnetice, rezultă :

$$[\psi]_{f\cdot t}[i]_f = [\psi]_{d\cdot t}[i]_d, \text{ respectiv : } [\psi]_{f\cdot t}[i]_f = [\psi]_{f\cdot t}[T]_{\psi\cdot t}[T]_i[i]_f,$$

de unde :

$$[T]_{\psi\cdot t}[T]_i = [1]. \tag{2}$$

Din condiţia de egalitate a puterilor electrice momentane rezultă :

$$[u]_{f\cdot t}[i]_f = [u]_{d\cdot t}[i]_d, \text{ respectiv : } [u]_{f\cdot t}[i]_f = [u]_{f\cdot t}[T]_{u\cdot t}[T]_i[i]_f,$$

de unde :

$$[T]_{u\cdot t}[T]_i = [1]. \tag{3}$$

Din condiţiile (2) şi (3) rezultă deci :

$$[T]_u = [T]_\psi = [T]_{i\cdot t}^{-1}. \tag{4}$$

Pentru determinarea matricilor este necesară încă o condiţie. În scopul reţinerii uşoare a matricilor de transformare, ultima condiţie care se va pune este ca matricea de transformare pentru curenţi să fie egală cu matricea de transformare pentru tensiuni (şi deci şi cu cea pentru înlănţuiri) :

$$[T]_i = [T]_u\ (=[T]_\Psi) = [T]. \tag{5}$$

Matricea de transformare $[T]$, se referă la mărimile tuturor înfăşurărilor din maşină şi ea se poate descompune în submatrici de transformare pentru mărimile statorice, respectiv rotorice :

$$[T] = \begin{matrix} \\ sd \\ rd \end{matrix}\begin{matrix} \begin{matrix} sf & rf \end{matrix} \\ \left[\begin{array}{c|c} [T]_s & [0] \\ \hline [0] & [T]_r \end{array}\right] \end{matrix}, \tag{6}$$

unde :

$$[T]_s=\begin{bmatrix} K_d & 0 & 0 \\ 0 & K_q & 0 \\ 0 & 0 & K_0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta-240) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-120) & -\sin(\theta-240) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{7}$$

şi

$$[T]_r = [1]. \tag{8}$$

Pentru determinarea constantelor K_d, K_q, K_0, se impune respectarea relaţiei (4) :

$$[T] = [T]_i^{-1}, \tag{9}$$

respectiv :

$$\begin{bmatrix} [T]_s & [0] \\ [0] & [T]_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [T]_{s\cdot t}^{-1} & [0] \\ [0] & [T]_r \end{bmatrix}, \tag{10}$$

de unde rezultă :

$$[T]_s = [T]^{-1}_t \text{ sau } [T]_s[T]_{s\cdot t} = [1], \tag{11}$$

din care, folosind relaţia (7), se obţine :

$$\begin{bmatrix} K_d^2 & 0 & 0 \\ 0 & K_q^2 & 0 \\ 0 & 0 & K_0^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta-240) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-120) & -\sin(\theta-240) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-120) & -\sin(\theta-120) & 1 \\ \cos(\theta-240) & -\sin(\theta-240 & 1 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{3}{2}K_d^2 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}K_q^2 & 0 \\ 0 & 0 & 3K_0^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \qquad (12)$$

de unde rezultă :

$$K_d = \sqrt{\frac{2}{3}}\,;\quad K_q = \sqrt{\frac{2}{3}}\,;\quad K_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}}\cdot\frac{1}{\sqrt{2}} \qquad (13)$$

Şi astfel matricea de transformare pentru mărimile statorice devine :

$$[T]_s =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta-240) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-120) & -\sin(\theta-240) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \qquad (14)$$

iar inversa ei :

$$[T]_s^{-1} = [T]_{s\cdot t} =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta-120) & -\sin(\theta-120) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta-240) & -\sin(\theta-240) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \qquad (15)$$

Se remarcă că adoptarea relaţiilor (4) şi (5) a determinat obţinerea unei forme convenabile pentru matricile de transformare; pe de o parte toate matricile sînt egale, iar inversa lor este egală cu transpusa, deci matricile sînt uşor de reţinut şi manipulat.

1.4. Ecuaţiile de funcţionare ale maşinii în sistemul de coordonate d, q, o. Dacă se aplică sistemului de ecuaţii (3), (4) şi (5) din partea I-a transformările (1) se obţin relaţiile :

$$[u]_{sd} = [T]_s[u]_{sf} = -[T]_s[R]_{sf}[T]_s^{-1}[i]_{sd} - [T]_s\left(\frac{d}{dt}[T]_s^{-1}[\psi]_{sd}\right) \qquad (16)$$

$$[u]_{rd} = [T]_r[u]_{rf} = [T]_r[R]_{rf}[T]_r^{-1}[i]_{rd} + [T]_r\left(\frac{d}{dt}[T]_r^{-1}[\psi]_{rd}\right) \qquad (17)$$

$$[\psi]_{sd} = [T]_s[\psi]_{sf} = [T]_s[L]_{ssf}[T]_s^{-1}[i]_{sd} + [T]_s[L]_{srf}[T]_r^{-1}[i]_{rd} \qquad (18)$$

$$[\psi]_{rd} = [T]_r[\psi]_{rf} = [T]_r[L]_{rsf}[T]_s^{-1}[i]_{sd} + [T]_r[L]_{rrf}[T]_r^{-1}[i]_{rd} \qquad (19)$$

$$\frac{p}{2\omega}[i]_{dt}[T]_t^{-1}\left(\frac{d}{dt}[L]_{ft}\right)[T]^{-1}[i]_d + C_m = \frac{J}{p}\cdot\frac{d^2\theta}{dt^2} \qquad (20)$$

Avîndu-se în vedere notaţiile şi dezvoltările din anexa 2, se obţin, în final, ecuaţiile de funcţionare în sistemul de coordonate *d*, *q*, *o* sub forma :

$$\begin{aligned} &[u]_{sd} = -[R]_{sd}[i]_{sd} - \frac{d}{dt}[\psi]_{sd} - [1]'[\psi]_{sd}\frac{d\theta'}{dt}; \\ &[u]_{rd} = [R]_{rd}[i]_{rd} + \frac{d}{dt}[\psi]_{rd}; \\ &[\psi]_{sd} = [L]_{ssd}[i]_{sd} + [L]_{srd}[i]_{rd}; \\ &[\psi]_{rd} = [L]_{rsd}[i]_{sd} + [L]_{rrd}[i]_{rd}; \\ &\frac{p}{2}\{[i]_{sdt}[1]'[\psi]_{sd} - [\psi]_{sdt}[1]'[i]_{sd}\} + C_m = \frac{J}{p}\frac{d^2\theta}{dt^2}. \end{aligned} \qquad (21)$$

Folosindu-se relaţiile obţinute în anexa 2, sistemul (21) în detaliu se exprimă sub forma :

$$\begin{aligned} u_d &= -R_d\cdot i_d - \frac{d\psi_d}{dt} + \psi_q\cdot\frac{d\theta}{dt}; \\ u_q &= -R_q\cdot i_q - \frac{d\psi_q}{dt} - \psi_d\cdot\frac{d\theta}{dt}; \\ u_0 &= -R_0 i_0 - \frac{d\psi_0}{dt}; \\ u_E &= R_E i_E + \frac{d\psi_E}{dt}; \\ u_D &= R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} = 0; \\ u_Q &= R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} = 0; \\ C_m &= p(i_d\psi_q - i_q\psi_d) + \frac{J}{p}\cdot\frac{d^2\theta}{dt^2}, \end{aligned} \qquad (22)$$

unde :

$$\psi_d = L_{dd}\, i_d + \quad + L_{dE} \cdot i_E + L_{dD} i_D +$$

$$\psi_q = \quad + L_{qq}\, i_q + \quad + L_{qQ} \cdot i_Q$$

$$\psi_0 = \quad + L_{00}\, i_0 +$$

$$\psi_E = L_{Ed} \cdot i_d + \quad + L_{EE} \cdot i_E + L_{ED} i_D$$

$$\psi_D = L_{Dd} \cdot i_d + \quad + L_{DE} \cdot i_E + L_{DD} i_D$$

$$\psi_Q = \quad + L_{Qq} \cdot i_q + \quad + L_{QQ} \cdot i_Q$$

1.5. Analiza ecuaţiilor de funcţionare. Sistemul de ecuaţii (22) descrie complet funcţionarea maşinii sincrone liniare, în orice regim.

Din analiza sistemului de ecuaţii se constată că el conţine patru categorii de mărimi, după cum urmează :

I — parametrii electrici, magnetici şi mecanici ai maşinii presupuşi cunoscuţi : R_d, R_q, R_0, R_E, R_D, R_Q, L_{dd}, L_{dE}, L_{dD}, L_{qq}, L_{qQ}, L_{00}, L_{Ed}, L_{EE}, L_{ED}, L_{Dd}, L_{DE}, L_{DD}, L_{Qq}, L_{QQ}, J, p (în total 22 mărimi) ;

II — variabilele a căror valoare se presupune cunoscută : u_d, u_q, u_0, u_E, $u_D = 0$; $u_Q = 0$; C_m (în total 7 mărimi) ;

III — variabilele, a căror valoare prin rezolvare urmează să fie determinată : i_d, i_q, i_0, i_E, i_D, i_Q, ψ_d, ψ_q, ψ_0, ψ_E, ψ_D, ψ_Q, θ (în total 13 mărimi) ;

IV — variabila independentă, în funcţie de care se exprimă celelalte variabile : t (o mărime).

Deoarece mărimile din categoria I şi a II-a se presupun cunoscute, sistemul de ecuaţii (22) care conţine 13 ecuaţii permite determinarea celor 13 necunoscute din categoria a III-a, în funcţie de variabila independentă (categoria a IV-a).

Se menţionează că în cazul general unii parametrii (categoria I-a de mărimi) nu sînt constanţi pentru orice regim şi în acest caz ei trebuie exprimaţi în funcţie de mărimile din categoria a III-a (se ţine astfel seamă de fenomenele neliniare, care prin ipotezele adoptate au fost neglijate). De asemenea mărimile din categoria a II-a, în general, depind de mărimile din categoria a III-a, şi anume după reguli care depind de natura legăturilor maşinii sincrone cu exteriorul (legătura cu reţeaua pentru u_d, u_q şi u_0 ; legătura cu sistemul de excitaţie şi reglare a tensiunii pentru u_E ; legătura cu sistemul de reglare a turaţiei şi instalaţia primară pentru C_m).

2. Reducerea mărimilor din maşină la nivelul mărimilor statorice

2.1. Necesitatea reducerii mărimilor la stator. n urma rezolvării sistemului de ecuaţii (22), vor rezulta valorile mărimilor variabile transformate. Din cauză că numărul de spire al diferitelor înfăşurări este mult diferit, valorile reale ale curenţilor, tensiunilor, fluxurilor, parametrilor, sînt mult diferite de la o înfăşurare la alta. Această situaţie poate sugera la prima impresie ideea că participarea diferitelor înfăşurări la fenomenele din maşină este mult diferită. În realitate, contribuţia înfăşurării la obţinerea fenomenelor din maşină, este dată de tensiunea magnetomotoare a înfăşurării (iN), care este de ordin de mărime apropiat pentru toate înfăşurările.

Cunoaşterea valorilor reale ale mărimilor este de interes pentru proiectarea circuitelor componente ale maşinii, dar din punct de vedere funcţional interesează efectul rezultat al fiecărei înfăşurări, deci tensiunea sa magnetomotoare. În acest scop se va efectua o reducere a variabilelor şi parametrilor la nivelul aceleiaşi înfăşurări. Deoarece interesează funcţionarea maşinii ca şi componentă a sistemului electroenergetic, la care maşina este conectată prin înfăşurările statorice, reducerea sa va efectua astfel încît mărimile statorice se menţin neschimbate, iar mărimile din celelalte înfăşurări se reduc la nivelul acestora.

2.2. Relaţiile de reducere. Relaţiile de reducere a mărimilor rotorice la nivelul mărimilor statorice se vor aplica separat pentru fiecare axă de simetrie, avîndu-se în vedere că între înfăşurările aflate după diferite axe, nu există cuplaje.

Reducerea se va efectua în aşa fel încît, pentru o anumită axă de simetrie un curent util egal cu 1 A (real în stator, redus în rotor), în orice înfăşurare să producă acelaşi flux în întrefier, indiferent de înfăşurare. Deoarece reactanţa magnetică utilă (corspunzătoare circuitului magnetic al fluxului util care străbate întrefierul) este unică pentru toate înfăşurările aflate în aceeaşi axă de simetrie, rezultă că toate înfăşurările, reale sau reduse, trebuie să aibă acelaşi număr de spire, egal cu numărul de spire al înfăşurării statorice din axa respectivă.

Astfel, de exemplu, curentul redus din înfăşurarea de excitaţie rezultă :

$$i_E \cdot N_E = i'_E \cdot N_d, \text{ de unde : } i'_E = i_E \frac{N_E}{N_d}. \quad (23)$$

S-au notat cu N numărul de spire al înfăşurărilor respective, iar cu prim s-a notat curentul redus.

Analog se vor reduce toate mărimile variabile rotorice, ceea ce este echivalent cu aplicarea unor relaţii de transformare mărimilor rotorice, de forma :

$$[u]'_{rd} = [T]'_r\, [u]_{rd},\ [i]'_{rd} = [T]'^{-1}_r\, [i]_{rd},\ [\psi]_{rd} = [T]'_r\, [\psi]_{rd}, \quad (24)$$

unde :

$$[T]'_r = \begin{array}{c} \\ E' \\ D' \\ Q' \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} E & D & Q \end{array} \\ \begin{bmatrix} \frac{N_d}{N_E} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N_d}{N_D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N_q}{N_Q} \end{bmatrix} \end{array},$$

respectiv

$$[T_r]'^{-1} = \begin{array}{c} \\ E \\ D \\ Q \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{ccc} E' & D' & Q' \end{array} \\ \begin{bmatrix} \frac{N_E}{N_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N_D}{N_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N_Q}{N_q} \end{bmatrix} \end{array} \qquad (25)$$

Pentru parametrii reduşi rezultă relaţiile :

$$[R]'_{sd} = [R]_{sd} \text{ şi } [R]'_r = [T]'_r\,[R]_{rd}\,[T]'_r;$$

$$[L]'_{srd} = [L]_{srd}\,[T]'_r; \qquad (26)$$

$$[L]'_{rsd} = [T]'_r\,[L]_{rsd};$$

$$[L]'_{rrd} = [T]'_r\,[L]_{rrd}\,[T]'_r.$$

În anexa 3 se prezintă forma pe care o primesc ecuaţiile din sistemul (22) în urma reducerii mărimilor la stator.

2.3. Avantajele reducerii mărimilor la nivelul mărimilor statorice. Reducerea amintită prezintă următoarele avantaje :

— se pot interpreta mai uşor fenomenele ce au loc în maşină ; la aprecierea valorii fluxului în maşină nu mai trebuie să se ţină seamă de numărul de spire al diferitelor înfăşurări, ci doar de valoarea curentului (redus) din fiecare înfăşurare ;

— toate mărimile din maşină se exprimă comparativ cu fluxul util comun, care realmente există ca o mărime unică în maşină, în timp ce utilizarea înlănţuirilor necesită o interpretare suplimentară pentru înţelegerea fenomenului real ;

— expresiile ecuaţiilor generatorului şi modelarea lor analogică şi numerică este mult simplificată ;

— saturaţia se poate include mult mai simplu, deoarece ea va afecta doar un parametru (inductivitatea utilă comună) după fiecare axă ;

— introducerea unităţilor relative nu pune nici o problemă, deoarece toate mărimile noi se pot aprecia în acelaşi fel, fiind deja reduse la aceeaşi înfăşurare a maşinii ;

— se poate face uşor o apreciere asupra efectului diferiţilor curenţi din maşină, ei fiind reduşi la acelaşi nivel ;

— inductivităţile utile şi de dispersie sînt mai expresive, deoarece ele exprimă acum chiar componentele utile şi de dispersie ale fluxului real existent în maşină ;

— nu este necesar să se cunoască pentru fiecare înfăşurare valoarea reală a parametrilor (N, L, R), ci doar valoarea relativă a acestor parametrii faţă de fluxul util comun ; acest fapt este foarte util cînd se introduc înfăşurări de calcul echivalente, corespunzătoare curenţilor turbionari, curenţilor prin histereză sau amortizării. Pentru aceste înfăşurări se cunoaşte de obicei cît este valoarea raportului R/X sau X_σ/X_h. Curentul de calcul obţinut în aceste înfăşurări va fi un curent rezultant echivalent care va avea acelaşi efect ca şi curenţii reali, ceea ce de fapt interesează din punct de vedere al funcţionării maşinii ;

— toate tensiunile, fluxurile şi înlănţuirile înfăşurărilor sînt de acelaşi ordin de mărime ; diferenţele apar numai datorită căderilor de tensiune sau a dispersiei pentru **fiecare** înfăşurare ;

— ecuaţia de mişcare, în care intervin numai mărimile statorice nu este afectată de transformare ;

— în ipoteza că atunci cînd caracteristica de magnetizare a maşinii este aceeaşi, indiferent de înfăşurarea care produce magnetizarea, ea se poate reprezenta direct ca o funcţie a curentului sumă total după axa respectivă.

3. Introducerea unităţilor relative

Pentru a se exprima ecuaţiile în unităţi relative se aleg mărimile de bază identice pentru rotor şi stator şi egale cu mărimile nominale statorice. Această alegere corespunde practicii abordate pentru problemele de sistem electroenergetic ; de asemenea ea este raţională pentru cazul cînd ecuaţiile sînt exprimate cu mărimile reduse la stator.

Mărimile de bază ce se aleg sînt :

— pentru tensiune : $U_b = U_n$ (tensiunea nominală, între faze a generatorului în V) ;

— pentru puteri : $S_b = S_n = \sqrt{3}\,U_n I_n$ (puterea nominală a generatorului în VA) ;

— pentru timp : $t_b = \frac{1}{\omega_n}$ (inversul pulsaţiei sincrone, în s/rad) ;

— pentru unghiuri : $\theta_b = 1$ (unghiul în radiani).

În anexa 4 se prezintă celelalte mărimi de bază derivate și forma ecuațiilor cu mărimile exprimate în unități relative.

4. Matricile totale de transformare și ecuațiile finale

4.1. Matricile totale de transformare. Așa cum s-a văzut, mașina reală liniarizată, s-a transformat într-o mașină echivalentă, trecînd prin următoarele etape :

— s-au transformat mărimile statorice de la mărimi de fază la mărimi în componente d, q, o, aplicîndu-li-se matricea de transformare $[T]_s$;

— s-au redus mărimile rotorice la nivelul mărimilor statorice, aplicîndu-li-se matricea $[T]'_r$;

— s-au raportat toate mărimile, la mărimile de bază corespunzătoare, obținîndu-se mărimile exprimate în unități relative.

Cele trei etape se pot introduce în matrici totale de transformare, pentru toate mărimile, astfel încît între mașina reală și mașina echivalentă transformată, redusă și cu mărimile exprimate în unități relative, au loc relațiile :

$$[u]'_{dr} = [T'_{ru}]\,[u]_f\,;\quad [i]'_{dr} = [T'_{ri}]\,[i]_f\,;$$

$$[\psi]'_{dr} = [T'_{r\psi}]\,[\psi]_f, \tag{27}$$

unde matricile de transformare sînt de forma :

$$[T'_{ru}] = \frac{\sqrt{3}}{U_n}\begin{bmatrix} [T]_s & [0] \\ [0] & [T]'_r \end{bmatrix}\begin{matrix} sd \\ rd \end{matrix};$$

$$\begin{matrix} sd & rd \end{matrix}$$

$$[T'_{ri}] = \frac{\sqrt{3}U_n}{S_n}\begin{bmatrix} [T]_s & [0] \\ [0] & [T]'^{-1}_r \end{bmatrix}\begin{matrix} sd \\ rd \end{matrix};$$

$$\begin{matrix} sd & rd \end{matrix}$$

$$[T'_{r\psi}] = \frac{\sqrt{3}\,\omega_n}{U_n}\begin{bmatrix} [T]_s & [0] \\ [0] & [T]'_r \end{bmatrix}\begin{matrix} sd \\ rd \end{matrix}, \tag{28}$$

$$\begin{matrix} sd & rd \end{matrix}$$

iar relațiile de transformare pentru parametrii rezultă :

$$[Z'_{rr}] = [T'_{ru}]\,[Z]_f\,[T'_{ri}]^{-1} =$$

$$= \frac{S_n}{U_n^2}\begin{bmatrix} [T]_s & [0] \\ [0] & [T]'_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} [Z]_{ss} & [Z]_{sr} \\ [Z]_{rs} & [Z]_{rr} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} [T]_s^{-1} & [0] \\ [0] & [T]'_r \end{bmatrix}. \tag{29}$$

4.2. Ecuațiile mașinii sincrone liniarizate, transformată și redusă la stator și mărimile exprimate în unități relative. Dacă se aplică mărimilor de fază transformările date de relațiile (27), (28) și (29), se obține următorul sistem de ecuații ce descrie funcționarea mașinii (fără a se mai preciza indicele prim pentru mărimile reduse și r, pentru unitățile relative).

$$u_d = -r_d \cdot i_d - \frac{d\psi_d}{dt} + \psi_q \frac{d\theta}{dt};$$

$$u_q = -r_q \cdot i_q - \frac{d\psi_q}{dt} - \psi_d \frac{d\theta}{dt};$$

$$u_0 = -r_0\, i_0 - \frac{d\psi_0}{dt};$$

$$u_E = r_E\, i_E + \frac{d\psi_E}{dt};$$

$$u_D = r_D\, i_D + \frac{d\psi_D}{dt} = 0;$$

$$u_Q = r_Q\, i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} = 0; \tag{30}$$

$$C_m + (i_q\,\psi_d - i_d\,\psi_q) = T_m \frac{d^2\theta}{dt^2};$$

$$\psi_d = X_{dd\sigma} \cdot i_d + X_{dd\hbar}\,(i_d + i_E + i_D)$$

$$\psi_E = X_{EE\sigma} \cdot i_E + X_{dd\hbar}\,(i_d + i_E + i_D)$$

$$\psi_D = X_{DD\sigma} \cdot i_D + X_{dd\hbar}\,(i_d + i_E + i_D)$$

$$\psi_q = X_{qq\sigma} \cdot i_q + X_{qq\hbar}\,(i_q + i_Q)$$

$$\psi_Q = X_{QQ\sigma} \cdot i_Q + X_{qq\hbar}\,(i_q + i_Q)$$

$$\psi_0 = \chi_{oo} \cdot i_0$$

Anexa 1

Notații matriciale utilizate pentru mărimile caracteristice înfășurărilor mașinii transformate

$$[u]_{sd} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix},\ [u]_{rd} = [u]_{rf},\ [u]_d = \begin{bmatrix} [u]_{sd} \\ [u]_{rd} \end{bmatrix},$$

$$[i]_{sd} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix},\ [i]_{rd} = [i]_{rf},\ [i]_d = \begin{bmatrix} [i]_{sd} \\ [i]_{rd} \end{bmatrix},$$

$$[\psi]_{sd} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix},\ [\psi]_{rd} = [\psi]_{rf},\ [\psi]_d = \begin{bmatrix} [\psi]_{sd} \\ [\psi]_{rd} \end{bmatrix}.$$

Anexa 2

Notaţii şi detalii de calcul referitoare la paragraful 1.4.

În scopul obţinerii termenilor din relaţiile (16)—(20) se vor utiliza rezultatele prezentate în anexa 3 şi 4 din partea I-a, cît şi expresiile (14) şi (15) ale matricilor de transformare.

Parametrii

În relaţiile (16)—(20) se remarcă prezenţa unor coeficienţi pe lîngă curenţi care ilustrează introducerea unor noi parametrii, în noul sistem de coordonate d, q, o.

Se obţine, pentru matricile rezistenţelor în noul sistem de coordonate:

$$[R]_{sd} = [T]_s[R]_{sf}[T]_s^{-1} = R[T]_s[1][T]_r^{-1} = R[1] = [R]_{sf};$$

$$[R]_{rd} = [T]_r[R]_{rf}[T]_r^{-1} = [R]_{rf}.$$

Pentru inductivităţi se obţin relaţiile:

$$[L]_d = [T][L]_f[T]^{-1} = \begin{matrix} \\ sd \\ rd \\ \\ \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} [L]_{ssd} & [L]_{srd} \end{matrix} \\ \left[\begin{array}{c:c} \\ \\ \end{array}\right. \\ \begin{matrix} [L]_{rsd} & [L]_{rrd} \end{matrix} \\ \begin{matrix} sd & rd \end{matrix} \end{matrix} \left.\begin{matrix} \\ \\ \\ \end{matrix}\right] =$$

$$= \begin{bmatrix} [T]_s & [0] \\ [0] & [T]_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L]_{ssf} & [L]_{srf} \\ [L]_{rsf} & [L]_{rrf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [T]_s^{-1} & [0] \\ [0] & [T]_r^{-1} \end{bmatrix}.$$

Utilizînd expresiile inductivităţilor din anexa 4, partea I-a şi expresiile matricilor de transformare, prin efectuarea calculelor necesare, se obţine:

$$[L]_{ssd} = [T]_s[L]_{ssf}[T]_s^{-1} = \begin{matrix} \\ d \\ q \\ 0 \\ \\ \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} d & q & o \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} & L_{do} \\ L_{qd} & L_{qq} & L_{qo} \\ L_{0d} & L_{0q} & L_{00} \end{bmatrix} \end{matrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \left(L_0+L_0'+L_2'+\frac{L_2}{2}\right) & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}(L_2-L_2')\cos 3\theta \\ 0 & \left(L_0+L_0'-L_2'-\frac{L_2}{2}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}}(L_2'-L_2)\sin 3\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}}(L_2-L_2')\cos 3\theta & \frac{1}{\sqrt{2}}(L_2'-L_2)\sin 3\theta & (L_0-2L_0') \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \left(L_0+L_0'+\frac{3}{2}L_2\right) & 0 & 0 \\ 0 & \left(L_0+L_0'-\frac{3}{2}L_2\right) & 0 \\ 0 & 0 & (L_0-2L_0') \end{bmatrix}.$$

$$[L]_{srd} = [T]_s[L]_{srf}[T]_r^{-1} = \begin{matrix} \\ d \\ q \\ 0 \\ \\ \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} E & D & Q \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} L_{dE} & L_{dD} & L_{dQ} \\ L_{qE} & L_{qD} & L_{qQ} \\ L_{0E} & L_{0D} & L_{0Q} \end{bmatrix} \end{matrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}M & \sqrt{\frac{3}{2}}M' & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}M'' \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[L]_{rsd} = [T]_r[L]_{rsf}[T]_s^{-1} = \begin{matrix} \\ E \\ D \\ Q \\ \\ \end{matrix} \begin{matrix} \begin{matrix} d & q & o \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} L_{Ed} & L_{Eq} & L_{EQ} \\ L_{Dd} & L_{Dq} & L_{DQ} \\ L_{Qd} & L_{Qq} & L_{Q0} \end{bmatrix} \end{matrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}M & 0 & 0 \\ \sqrt{\frac{3}{2}}M' & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}}M'' & 0 \end{bmatrix} = [L]_{srd,t}.$$

$$[L]_{rrd} = [T]_r[L]_{rrf}[T]_r^{-1} = [L]_{rrf}.$$

Se remarcă că, deoarece s-a adoptat o transformare ortogonală, s-a obţinut:

$$[L]_{srd} = [L]_{rsd,t},$$

ceea ce permite modelarea fizică a generatorului reprezentat în sistemul de axe d, q, o.

Din ecuaţia (16) se determină termenul:

$$[T]_s\left(\frac{d}{dt}[T]_s^{-1}\cdot[\psi]_{sd}\right) = [T]_s[T]_s^{-1}\left(\frac{d}{dt}[\psi]_{sd}\right) +$$

$$+[T]_s\left(\frac{d}{dt}[T]_s^{-1}\right)[\psi]_{sd} = \frac{d}{dt}[\psi]_{sd} +$$

$$+\begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}[\psi]_{sd}\cdot\frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}[\psi]_{sd} + [1]'[\psi]_{sd}\cdot\frac{d\theta}{dt}.$$

S-a notat cu $[1]'$, matricea coeficienţilor din termenul al doilea.

Expresia cuplului electromagnetic, din relaţia (20), devine:

$$\frac{p}{2\omega}[i]_{dt}[T]_t^{-1}\left(\frac{d}{dt}[L]_{f,t}\right)[T]^{-1}[i]_d =$$

$$= \frac{p}{2\omega}[i]_{d,t}[T]_t^{-1}\frac{d}{dt}\left([T]_t[L]_{d,t}[T]_t^{-1}\right)[T]^{-1}[i]_d =$$

$$= \frac{p}{2\omega}[i]_{d,t}[T]_t^{-1}\left[\left(\frac{d}{dt}[T]_t\right)[L]_{d,t}[T]_t^{-1} +\right.$$

$$+[T]_t\left(\frac{d}{dt}[L]_{d,t}\right)[T]_t^{-1} +$$

$$\left.+[T]_t[L]_{d,t}\left(\frac{d}{dt}[T]_t^{-1}\right)\right][T]^{-1}[i]_d =$$

$$= \frac{p}{2\omega}\left\{[i]_{d,t}[T]_t^{-1}\left(\frac{d}{dt}[T]_t\right)[L]_{d,t}[T]_t^{-1}[T]^{-1}[i]_d +\right.$$

$$\left.+[i]_{d,t}\cdot[T]_t^{-1}\cdot[T]_t[L]_{d,t}\left(\frac{d}{dt}[T]_t^{-1}\right)[T]^{-1}[i]_d\right\}.$$

În continuare se obține:

$$[T]_t^{-1}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[T]_t\right)=\begin{bmatrix}[T]_{s\cdot t}^{-1} & [0]\\ [0] & [1]\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[T]_{s\cdot t} & [0]\\ [0] & [0]\end{bmatrix}=$$

$$=\begin{bmatrix}[T]_{s\cdot t}^{-1}\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[T]_{s\cdot t}\right) & [0]\\ [0] & [0]\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}[1]'\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} & [0]\\ [0] & [0]\end{bmatrix}.$$

Analog se obține:

$$\left(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[T]_t^{-1}\right)[T]^{-1}=\begin{bmatrix}-[1]'\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} & [0]\\ [0] & [0]\end{bmatrix}.$$

Astfel expresia cuplului electromagnetic devine:

$$C_e=\frac{\mathrm{p}}{2\omega}\{[i]_{s\cdot d\cdot t}[1]'[\psi]_{sd}-[\psi]_{s\cdot d\cdot t}[1]'[i]_{sd}\}\omega=$$

$$=p(i_q\cdot\psi_d-i_d\psi_q)=p\,i_q(L_{dd}\cdot i_d+L_{dE}\cdot i_E+L_{dD}\cdot i_D)-$$

$$-p\cdot i_d\cdot(L_{qq}\cdot i_q+L_{qQ}\cdot i_Q).$$

Componentele cuplului sînt:

— cuplul cilindric (sincron la mașina cilindrică):

$$C_{e1}=p\cdot i_E\cdot i_q\cdot L_{dE};$$

— cuplul datorat nesimetriei rotorului:

$$C_{e2}=p\cdot(L_{dd}-L_{qq})\,i_d\cdot i_q;$$

— cuplul de amortizare:

$$C_{e3}=p\cdot(L_{dD}\cdot i_D\cdot i_q-L_{qQ}\cdot i_Q\cdot i_d).$$

Anexa 3

Forma ecuațiilor cu mărimile reduse la nivelul înfășurărilor statorice

Se va analiza forma ce o primesc ecuațiile înfășurărilor rotorice în urma reducerii la stator.

De exemplu, ecuația corespunzătoare înfășurării de excitație, pentru a se reduce la nivelul mărimilor statorice se înmulțește cu raportul $\frac{Nd}{N_E}$ și se obține:

$$u'_E=u_E\frac{N_d}{N_E}=\underbrace{R_E\left(\frac{Nd}{N_E}\right)^2 i_E\frac{N_E}{Nd}}+\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\psi_E\cdot\frac{N_d}{N_E}\right); \tag{A.3.1}$$

se notează mărimile reduse la stator:

$$R'_E=R_E\left(\frac{N_d}{N_E}\right)^2,\quad i'_E=i_E\frac{N_E}{N_d},\quad \psi'_E=\psi_E\frac{N_d}{N_E} \tag{A.3.2}$$

și ecuația pentru înfășurarea de excitație, cu mărimile reduse la nivelul mărimilor statorice ale axei d, devine:

$$u'_E=R'_E\cdot i'_E+\frac{\mathrm{d}\psi'_E}{\mathrm{d}t}. \tag{A.3.3}$$

Se remarcă păstrarea aceleiași forme pentru ecuație ca și forma cu mărimile exprimate în valori transformate.

Analog se vor transforma toate ecuațiile înfășurărilor rotorice. Pentru înlănțuiri se obțin relațiile de forma:

$$\psi'_E=\psi'_E\frac{N_d}{N_E}=(L_{Ed}\cdot i_d+L_{EE}\cdot i_E+L_{ED}\cdot i_D)\frac{N_d}{N_E}=$$

$$=L_{EE\sigma}\cdot\left(\frac{N_d}{N_E}\right)^2\cdot i_E\frac{N_E}{N_d}+L_{Ed}\cdot\frac{N_d}{N_E}\left(i_d+\frac{L_{EEh}}{L_{Ed}}\cdot\right.$$

$$\left.\cdot\frac{N_d}{N_E}\cdot i_E\frac{N_E}{N_d}+\frac{L_{ED}}{L_{Ed}}\cdot\frac{N_d}{N_D}\cdot i_D\frac{N_D}{N_d}\right). \tag{A.3.4}$$

În relația (A.3.4) s-a notat cu σ indicele pentru inductivitatea de dispersie și cu h, indicele pentru inductivitatea utilă, corespunzătoare fluxului util.

Se vor nota în continuare cu R_m reluctanțele circuitelor magnetice, cu indicii corespunzători.

Se presupune că fiecare înfășurare este înlănțuită de un flux de dispersie propriu și un flux util, comun pentru toate înfășurările din axa respectivă.

În acest caz, reluctanțele magnetice utile proprii și cele mutuale, după o anumită axă, sînt egale.

$$R_{mddh}=R_{mEEh}=R_{mDDh}=R_{mEd}=R_{mED}=R_{mdD}. \tag{A.3.5}$$

Cu această observație, factorii din relația (A.3.4), devin:

$$L_{Ed}\frac{N_d}{N_E}=\frac{N_E\cdot N_d}{R_{mEd}}\cdot\frac{N_d}{N_E}=\frac{N_d^2}{R_{mEd}}=\frac{N_d^2}{R_{mddh}}=L_{ddh};$$

$$\frac{L_{EEh}}{L_{Ed}}\cdot\frac{N_d}{N_E}=\frac{\frac{N_E^2}{R_{mEEh}}}{\frac{N_E\cdot N_d}{R_{mEd}}}\cdot\frac{N_d}{N_E}=1; \tag{A.3.6}$$

$$\frac{L_{ED}}{L_{Ed}}\cdot\frac{N_d}{N_D}=\frac{\frac{N_E\cdot N_D}{R_{mED}}}{\frac{N_E\cdot N_d}{R_{mEd}}}\cdot\frac{N_d}{N_D}=1.$$

Dacă se notează și:

$$L_{EE\sigma}\cdot\left(\frac{N_d}{N_E}\right)^2=L'_{EE\sigma}, \tag{A.3.7}$$

relația (A.3.4), cu mărimile reduse la stator, devine:

$$\psi'_E=L'_{EE\sigma}\cdot i'_E+L_{ddh}(i_d+i'_E+i'_D). \tag{A.3.4'}$$

Analog se transformă toate relațiile pentru înlănțuiri.

Ecuația de mișcare, conține numai mărimi statorice și deci rămîne neschimbată.

Anexa 4

Ecuațiile cu mărimile în unități relative

A.4.1. Mărimi de bază derivate

Cunoscîndu-se mărimile de bază independente, rezultă mărimile de bază derivate:

— pentru curenți: $I_b=\frac{S_b}{\sqrt{3}\,U_b}=\frac{S_n}{\sqrt{3}\,U_n}$, A;

— pentru impedanțe: $Z_b = \frac{U_{bf}}{I_b} = \frac{U_b^2}{S_b}$, Ω;

— pentru viteza unghiulară: $\omega_b = \omega_n$, rad/s;

— pentru inductivități: $L_b = \frac{Z_b}{\omega_b} = \frac{U_b^2}{\omega_b S_b}$, H;

— pentru fluxuri: $\psi_b = L_b I_b = \frac{U_b}{\sqrt{3}\,\omega_b}$, V.S.;

— pentru cupluri: $C_b = \frac{S_b}{3 \cdot \Omega_b} = \frac{S_b}{3 \cdot \omega_b} p$, N.m.

A.4.2. Forma ecuațiilor

Dacă în sistemul (22) se introduc unitățile relative, ecuațiile se modifică sub forma:

$$u_{dr} = \frac{u_d}{\frac{U_b}{\sqrt{3}}} = -\frac{R_d}{Z_b} \cdot \frac{i_d}{I_b} \cdot \frac{\sqrt{3} Z_b \cdot I_b}{U_b} - \frac{d\left(\frac{\psi_d}{\psi_b}\right)}{d\left(\frac{t}{t_b}\right)} \cdot \frac{\psi_b \cdot \sqrt{3}}{t_b \cdot U_b} +$$

$$+ \frac{\psi_q}{\psi_b} \cdot \frac{d\left(\frac{\theta}{\theta_b}\right)}{d\left(\frac{t}{t_b}\right)} \cdot \frac{\psi_b \cdot \theta_b \cdot \sqrt{3}}{t_b \cdot U_b}.$$

Se observă că în ecuație toate variabilele sînt exprimate în unități relative, iar coeficienții care înmulțesc fiecare termen sînt egali cu unitatea.

Astfel, ecuația pentru înfășurarea statorică d, își păstrează aceeași formă și cu mărimile exprimate în unități relative (nu se vor mai nota indicii de „relativ", dar se va subînțelege aceasta):

$$u_d = -r_d \cdot i_d - \frac{d\psi_d}{dt} + \psi_q \frac{d\theta}{dt}.$$

Analog se obțin toate ecuațiile înfășurărilor. Pentru ecuația de mișcare se obține următoarea relație:

$$C_{mr} = \frac{C_m}{C_b} = p\left(\frac{i_d}{I_b} \cdot \frac{\psi_q}{\psi_b} - \frac{i_q}{I_b} \cdot \frac{\psi_d}{\psi_b}\right) \cdot \frac{I_b \cdot \psi_b}{C_b} +$$

$$+ \frac{J}{p} \cdot \frac{d^2\left(\frac{\theta}{\theta_b}\right)}{d\left(\frac{t}{t_b}\right)^2} \cdot \frac{\theta_b}{t_b^2 \cdot C_b}.$$

Dacă se notează mărimea:

$3 \frac{J \omega_b^3}{S_b p^2} = T_m$ numită constantă de timp electromecanică, a rotoarelor, în unități relative, relația pentru cuplu în unități relative, devine:

$$C_m = (i_d \cdot \psi_q - i_q \psi_d) + T_m \frac{d^2\theta}{dt^2}.$$

Relațiile pentru înlănțuiri, cu mărimile reduse la înfășurările statorice, devin:

$$\psi_r = \frac{\psi}{\psi_b} = \Sigma \frac{L}{L_b} \cdot \frac{i}{I_b} \cdot \frac{L_b \cdot I_b}{\psi_b} = \Sigma L_r \cdot i_r.$$

Deoarece inductivitatea în unități relative este numeric egală cu reactanța în unități relative, se obișnuiește ca în relații să se introducă reactanța:

$$L_r = \frac{L}{L_b} = \frac{L \cdot \omega_b}{L_b \omega_b} = \frac{X}{Z_b} = x,$$

și:

$$\psi_r = \Sigma x_r \cdot i_r.$$

Intrat în redacție la 20.VIII.1976

AL VIII-LEA CONGRES DE PREVENIRE A ACCIDENTELOR DE MUNCĂ ȘI A BOLILOR PROFESIONALE

București 17 — 21 mai 1977

Organizat de Ministerul Muncii din România în colaborare cu Asociația Internațională de Securitate Socială (AISS) și Biroul Internațional al Muncii (BIT), al VIII-lea Congres mondial de prevenire a accidentelor de muncă și a bolilor profesionale va avea loc la București între 17 și 21 mai 1977.

Ședințele congresului se vor ține în Sala mare a Palatului Republicii.

Lucrările congresului se vor desfășura sub înaltul patronaj al președintelui Republicii Socialiste România, tovarășul Nicolae Ceaușescu.

Congresul este deschis reprezentanților guvernelor, instituțiilor și organizațiilor profesionale și oricărei persoane interesate de securitatea și igiena muncii.

Programul provizoriu al congresului

În zilele de 15 și 16 mai vor avea loc : primirea participanților, reuniunea Comisiei permanente a AISS privind prevenirea riscurilor profesionale și reuniunea anuală a centrelor naționale ale Centrului Internațional de Informare pentru Securitatea și Igiena Muncii (C.I.S.)

În zilele de 17—20 mai vor avea loc lucrările congresului, care se vor desfășura în sesiuni plenare, după cum urmează : expuneri introductive prezentate de raportori, comunicări ale participanților, discuții, Prezentarea diapozitivelor și filmelor este inclusă în timpul acordat luărilor de cuvînt.

Sînt prevăzute următoarele comunicări :

Mediul de lucru — tendințe noi (raport prezentat de BIT).

Rolul instituțiilor de securitate socială în domeniul prevenirii și legăturile lor cu alte organisme competente (raport prezentat de AISS).

Cercetări și realizări recente.

Metodologie pentru evaluarea caracteristicilor ergonomice și de securitate ale mijloacelor de lucru (instalații, mașini, scule etc.).

Organizarea prevenirii în întreprinderile mici și mijlocii.

Formarea și informarea lucrătorilor.

Ziua de 21 mai 1977 este rezervată vizitelor tehnice la institute de cercetări pentru protecția și igiena muncii, readaptare (recuperare), la serviciile de protecție a muncii în întreprinderi, la centre de formare etc.

Traducerea simultană va fi asigurată în limbile oficiale ale congresului : germană, engleză, spaniolă, franceză și rusă.

Fiecare participant poate prezenta o lucrare referitoare la unul din subiectele cuprinse în ordinea de zi a congresului. Textul comunicării nu trebuie să depășească 1 500 cuvinte și trebuie să fie însoțit de un rezumat de maximum 150 cuvinte. Aceste două texte vor fi redactate în una din limbile oficiale ale congresului și expediate, în șase exemplare, secretariatului Comisiei tehnice de pregătire, cel mai tîrziu pînă la 15 decembrie 1976, pe adresa următoare :

Comission préparatoire technique du 8e Congrés mondial AISS Boîte postale 1, CH—1211 GENEVE 22 (Suisse)

În timpul congresului vor fi proiectate filme avînd diverse subiecte de securitate și igienă a muncii.

În timpul congresului se va organiza o expoziție de materiale, aparate și echipamente de protecție individuală, utilizate în combaterea riscurilor profesionale.

Program de activități sociale

Pentru participanți și persoanele însoțitoare este prevăzut un program de activități sociale : recepție (cocktail), spectacol, turul orașului ; de asemenea, pentru persoanele însoțitoare va fi organizat un program special : vizită la Muzeul Național, parada modei, ceai etc.

Taxe de înscriere

Calitatea de participant este dobîndită prin depunerea, înainte de 15 decembrie, a taxei de înscriere de 350 franci elveții de persoană. Pentru orice depunere efectuată după 15 decembrie 1976, taxa de înscriere va fi de 400 de franci elveții.

Taxa de înscriere pentru persoanele însoțitoare este de 125 franci elveții de persoană pînă la 15 decembrie 1976 și de 150 franci elveții după această dată.

Relații suplimentare se pot obține de la :

Comitetul național de organizare a celui de-al VIII-lea Congres mondial de prevenire a accidentelor și bolilor profesionale, Ministerul Muncii, str. Scaune nr. 1—3, București, România, tel. : 16.66.17

ORGANIZAŢIA UNIONALĂ

"VNESHTECHNIKA"
MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizaţiilor de cercetări ştiinţifice, proiectări de construcţii şi proiectări tehnologice, întreprinderilor industriale şi firmelor sovietice şi străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport şi juridice legate de realizarea colaborării tehnico-ştiinţifice, în domeniile:

- efectuării lucrărilor de cercetări ştiinţifice, proiectări de construcţii şi proiectări tehnologice în comun şi pe bază de comenzi;
- executării comenzilor organizaţiilor sovietice şi străine pentru elaborarea şi transmiterea documentaţiei tehnico-ştiinţifice, precum şi pentru confecţionarea şi închirierea utilajelor ştiinţifice, prototipurilor, produselor şi materialelor;
- efectuării de expertize tehnico-ştiinţifice, încercări de materiale şi consultaţii.

ORGANIZAŢIA UNIONALĂ
"VNESHTECHNIKA"
MOSCOVA, U.R.S.S., 119034,
STAROKONIUSENNY PEREULOK, 6,
TELEFON 202-02-60
TELEX: Garant 7918
TELEGRAPH: MOSKVA VNESHTECHNIKA
FILIAL: KIJEV, 252033,
N. BOTANICHESKAJA UL., 2,
TELEFON: 24-51-44
TELEGRAMA: KIJEV VNESHTECHNIKA
PUBLICOM

1977 APR 27

E 2040

Viktor H.

R

66

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 25 • Nr. 2 • FEBRUARIE 1977

CAMERA FEDERALĂ DE COMERȚ A AUSTRIEI ÎN COLABORARE CU CAMERA DE COMERȚ ȘI INDUSTRIE A REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNIA, ORGANIZEAZĂ ÎNTRE 28 MARTIE ȘI 1 APRILIE 1977:

SAPTAMINA TEHNICII AUSTRIECE

care se va desfășura la hotelul Intercontinental din București și în cadrul căreia vor fi prezentate următoarele conferințe din domeniul automaticii, electronicii și electrotehnicii:

4. Raționalizarea și automatizarea în tehnica de ștanțare și îndoire: 30.03.1977 — ora 14,00 — sala A.

6. Noi aparate pentru controlul fibrelor — vibroscopul și vibrodynul: 1.04.1977 — ora 9,00 — sala A.

12. Automate moderne de format prin injecție pentru prelucrarea materialelor termoplastice și termorigide, precum și a elastomerilor: 31.03.1977 — ora 12,30 — sala A.

14. Dozare, măsurare și reglare în procesele tehnologice: 31.03.1977 — ora 10,30 — sala A.

19. Armături acționate manual și automat pentru conducte energetice și tehnologice. Indicatoare de nivel pentru lichide și materiale IT: 28.03.1977 — ora 11,00 — sala B.

20. Raționalizarea, automatizarea și montarea cu folosirea unor mașini speciale: 30.03.1977 — ora 15,30 — sala A.

21. Încercarea durității în producție — cazuri speciale de utilizare și automatizare: 28.03.1977 — ora 13,00 — sala B.

24. Trefilarea sîrmei cu lubrifiere hidrodinamică, sub acțiunea ultrasunetului: 30.03.1977 — ora 12,30 — sala B.

25. Sîrme emailate — astăzi și mîine: 30.03.1977 — ora 15,30 — sala B.

27. Sortarea buștenilor cu macaraua complet automatizată pentru sortarea buștenilor și cu ajutorul cabinei de ridicare și coborîre în cazul macaralelor cu portal: 1.04.1977 — ora 13,00 — sala B

29. Alegerea materialelor pentru contacte, folosite pentru relee de comandă moderne: 30.03.1977 — ora 9,00 — sala B.

33. Aparate și echipamente pentru reglarea presiunii și distribuția gazelor. Noutăți în domeniul instalațiilor de măsurare și reglare. 30.03.1977 — ora 12,30 — sala A.

36. Noile evoluții în sectorul de perforatoare și aer comprimat: 29.03.1977 — ora 11,00 — sala A.

40. Procedee moderne de fosfatare pentru deformarea la rece, în special procedee moderne de prelucrare prin trecere pentru linia de patentare. 30.03.1977 — ora 14,00 — sala B.

41. Instalații de cuptoare industriale cu funcționare continuă pentru îmbunătățire, călire, recoacere și sinterizare: 29.03.1977 — ora 15,30 — sala B.

43. Conectoare coaxiale moderne, de tipul fișă — priză, miniaturizate și subminiaturizate pentru aparate și instalații electronice: 30.03.1977 — ora 11,00 — sala B.

Invitațiile de participare la conferințe se pot solicita prin intermediul întreprinderilor Dvs. (indicînd numai indicatorul conferinței și numărul de invitații) la Publicom, bd. N. Bălcescu nr. 22, București — 70122, telefon 14.75.35, telex 011—374.

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 25 Nr. 2 februarie 1977

Electrotehnica

CUPRINS

CZ 621.317.75

ŞUNTURI COAXIALE
CURENŢI LIMITĂ

Hortopan, G. : **Şunturi coaxiale pentru curenţi limită.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb 1977, p. 53

Articolul tratează oscilograme ale timpului de răspuns pentru un şunt cu curent nominal de 80 kA—1s şi funcţionare ciclică.

CZ 621.376.6

SISTEM ELECTRIC DE MĂSURARE
METODE CORELAŢIONARE

Larionescu, S. şi *Svasta, P.* : **Măsurarea electrică prin intercorelaţie a caracteristicilor sistemelor electrice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb 1977, p. 58

Se face un studiu teoretic şi se prezintă o variantă constructivă a folosirii pe cale electrică la investigarea sistemelor mecanice pentru determinarea impedanţei mecanice şi a timpului de propagare.

CZ 621.313.001.5

CÎMP MAGNETIC
PROGRAM DE CALCUL
TURBOGENERATOR
ZONĂ FRONTALĂ

Stoia, D. şi *Curiac, G.* : **Program automat de calcul al cîmpului magnetic în zona frontală a unui turbogenerator de mare putere.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb 1977, p. 64

Se prezintă un algoritm de calcul simplificat cu ajutorul căruia se poate determina cu aproximaţie componenta axială a cîmpului magnetic.

CZ 621.65/68

ALGORTIM DE OPTMIZARE
POMPA PLANĂ DE INDUCŢIE
PROIECTARE

Fireţeanu, V. : **Optimizarea calculului de proiectare a pompei plane de inducţie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb 1977, p. 70

Se tratează problema optimizării construcţiei pompelor electromagnetice.

CZ 621.315.616.96

MATERIALE PULVERULENTE
TEHNOLOGII DE OBŢINERE
UTILAJE TEHNOLOGICE

Stroe, El. şi *Stroe, C* : **Materiale pulverulente pe bază de răşini sintetice şi tehnologii de obţinerea lor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb 1977, p. 80

Articolul prezintă posibilităţile şi avantajele utilizării materialelor pulverulente pe bază de răşini sintetice în construcţia maşinilor electrice.

CZ 621.30.011.1

FUNCŢII SPLINE
ELEMENTE NELINIARE

Ghiţă, C. : **Folosirea funcţiilor spline la rezolvarea problemelor neliniare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb 1977, p. 87

În lucrare se prezintă obţinerea funcţiilor spline pentru rezolvarea problemelor neliniare.

CZ 621.313.333

MOTOR ASINCRON NELINIAR
EFECTE DE CAPĂT
METODA DIFERENŢELOR FINITE

Peşteanu, Ov. : **Contribuţii la studiul efectelor de capăt la motorul asincron liniar.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb 1977, p. 92

Lucrarea cuprinde determinarea cîmpului magnetic şi a forţei dintr-un motor liniar bilateral cu înfăşurare de compensaţie, pentru care s-au făcut ipoteze simplificatoare.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ* (*O.I.D.*), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont viramen-nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAȚIA"*, București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 1666. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. —ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.26

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

СОДЕРЖАНИЕ

YDK 621.317.75

КОАКСИАЛЬНЫЕ ШУНТЫ
ПРЕДЕЛЬНЫЕ ТОКИ

Хортопан, Г.: **Коаксиальные шунты для предельных токов.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, № 2, ферв. 1977, стр. 53

В статье представлены осцилограммы времени ответа для шунта номинального тока 80 кА — 1 сек. и для циклической работы.

YDK 621.375.6

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА
МЕТОДЫ КОРРЕЛЯЦИИ

Ларионеску, С. и Сваста, П.: **Электрическое измерение путём взаимной корреляции характеристик электрических систем.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, № 2, февр. 1977, стр. 58

Представлены теоретические исследования и конструктивный варинат электричесой системы при изыскании механических систем для определения механического импеданса и времени распространения.

YDK 621.313.001.5

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ
ПРОГРАММА ВЫЧИСЛЕНИЯ
ТУРБОГЕНЕРАТОР
ФРОНТАЛЬНАЯ ЗОНА

Стойка, Д. и Куриак, Г.: **Автоматическая система вычисления магнитного поля во фронтальной зоне турбогенератора большой мощности.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, № 2, февр. 1977 стр. 64

Представлен упрощенный вычислительный алгоритпри помощи которого возможно приблизительное опре деление аксиальной составляющей магнитного поля

YDK 621.65/68

АЛГОРИТМ ОПТИМИЗАЦИИ
ПЛОСКИЙ НАСОС ИНДУКЦИИ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Фирецяну, В.: **Оптимизация вычисления проектирования плоского насоса индукции.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, № 2, февр. 1977, стр. 70

Рассматривается вопрос оптимизации конструкции электромагнитных насосов.

YDK 621.315.616.96

ПЫЛЕВИДНЫЕ МАТЕРИАЛЫ
ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Строе, Ел. и Строе, К.: **Пылевидные материалы на основе синтетических смол и технология их изготовления.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, № 2, февр. 1977 стр. 80

В статье представлены возможности и преимущества использования пылевидных материалов на основе синтетических смол в строительстве электрических машин.

YDK 621.40.011.1

ФУНКЦИИ СПЛАЙ
НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Гицэ, К.: **Использование функций сплай при решении нелинейных элементов.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, № 2, февр. 1977, стр. 87

В работе излагается получение функций сплай для решения нелинейных проблем.

YDK 621.313.333

ЛИНЕЙНЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
КОНЕЧНЫЕ ЭФФЕКТЫ
МЕТОД КОНЕЧНОЙ РАЗНОСТЕЙ

Пештяну, Ов.: **Вносы в стенд конечных эффетков линейного конечного двигателя.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, № 2, февр. 1977, стр.

Работа включает определение магнитного поля и силы двустороннего линейнего двигателя с компенсационной обмоткой, для которых разработаны упрощающие гипотезы.

INHALT

DK 621.317.75

KOAXIALE NEBENSCHLUSSE
GRENZSTRÖME

Hortopan, G.: **Koaxiale Nebenschlüsse für Grenzströme.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, Feb. 1977, p. 53

Es werden die Zeitoszillogramme entrsprechend eines Nebenschllusses für ein Nennstrom von 80 kA—1s bei zyklischem Betrieb entwickelt.

DK 621.376.6

ELEKTRISCHES MESSYSTEM
KORRELATIONSMETHODEN

Larionescu, S. und *Svasta, P.:* **Elecktrische Messung der Kennwerte elektrischer Systeme durch Korrelation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, Feb. 1977, p. 58

Ausgehend von einer theoretischen Entwicklung wird eine konstruktive Variante dargelegt, die geeingnet ist für die elektrische Behandlung mechanischer Systeme zur Festellung der mechanischen Impedanz und der Lufzeit.

DK 621.313.001.5

MAGNETFELD
RECHENPROGRAMM
TURBOGENERATOR
FRONTALZONE

Stoia, D. und *Curiac, G.:* **Automatisches Rechenprogramm des Magnetfeldes in der Frontalzone eines Turbogenerators grosser Leistung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, Feb. 1977, p. 64

Es wird ein einfacher Rechenalgorithmus besprochen mit dem man näherungsweise die axiale Komponente des Magnetfeldes feststellen kann.

DK 621.65/68

OPTIMIERUNGSALGORITHMUS
INDUKTIONSPLANPUMPE
PROJECKTIERUNG

Firețeanu, V.: **Optimierung der Projektionsrechnung für die Planinduktionspumpe.**

E.E.A. –-**Electrotehnica 25**, nr. 2, Feb. 1977, p. 70

Es wird das Problem der Konstruktionsoptimierung der elektromagnetischen Pumpen behandelt.

DK 621.315.616.96

PULVERFOERMIGE MATERIALIEN
HERSTELLUNGSTECHNOLOGIEN
TECHNOLOGISCHE AUSRUESTUNG

Stroe, El. und *Stroe, C.:* **Pulverförmige Materialien auf Bazis synthetischer Harze und Technologien für ihre Herstellung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, Feb. 1977, p. 80

Es werden die Möglichkeiten und die Vorteile besprochen, welche die pulverförmigen Materialien auf Bazis synthetischer Harze für den Elektromaschinenbau haben.

DK 621.30.011.1

SPLINE FUNKTIONEN
NICHTLINEARE ELEMENTE

Ghiță, C.: **Anwendung der Spline Funktionen für die Lösung nichtlinearer Probleme.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, Feb. 1977, p. 87

Die Arbeit gibt die Methode an, wie man die Spline Funktion für die Lösung nichtlinearer Probleme erhalten kann.

DK 621.313.333

NICHTLINEARER ASYNCHRONMOTOR
ENDWIRKUNGEN
METHODE DER ENDDIFFERENZEN

Peșteanu, Ov.: **Beitrag für das Studium der Endwirkungen bei dem linearen Asynchronmotor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, Feb. 1977, p. 92

Der Beitrag enthält die Bestimmung des Magnetfeldes und der Kraft eines linearen Motors mit beiderseitiger Kompensationswicklung auf Bazis vereinfachter Hypothesen.

CONTENTS

DC 621.317.75

COAXIAL SHUNT
MARGINAL CURRENTS

Hortopan, G. : **Coaxial shunts for marginal currents.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 2, feb. 1977, p. 53

The paper deals with the response time oscillogram for a shunt with a 80 kA — 1s rated current and a cylic operation.

DC 621.376.6

MEASURING ELECTRIC SYSTEM
CORRELATION METHODS

Larionescu, S. and *Svasta, P.* : **Electric measuring by electric system characteristics inter-correlation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 2, feb. 1977, p. 58

A theoretical study is made, and a constructive variant is presented, relative to the electric measuring system, use to the study of the mechanical systems for the mechanical impedance and propagation time determination.

DC 621.313.001.5

MAGNETIC FIELD
COMPUTATION PROGRAM
TURBO-GENERATOR

Stoia, D. and *Curiac, G.* : **Automatic computation program for the front zone magnetic field of a high power turbo-generator.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 2, feb. 1977, p. 64

A simplified computation algorithm is presented, by means of which the magnetic field axial component can be aproximately determined.

DC 621.65/68

OPTIMIZATION ALGORITHM
INDUCTION FLAT PUMP
DESIGN

Fireţeanu, V. : **The optimization of the induction flap pump design computation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 2, feb. 1977, p. 70

The paper deals with the problem of electromagnetic pumps construction optimization.

DC 621.315.616.96

PULVERULENT MATERIALS
TECHNOLOGIES OF OBTAINING THEM
TECHNOLOGICAL EQUIPMENTS

Stroe, El, and *Stroe, C.* : **Synthetical resin pulverulent materials, and technologies of obtaining them.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 2, feb. 1977, p. 80

The paper presents the possibilities and the advantages of using the synthetical resin pulverulent materials in the electrical machines constructions.

DC 621.30.011.1

SPLINE FUNCTIONS
NONLINEAR ELEMENTS

Ghiţă, C. : **The use of the spline functions to nonlinear problems solving.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 2, feb. 1977, p. 87

The method of obtaining the spline functions for nonlinear problems solving is presented.

DC 621.313.333

LINEAR ASYNCHRONOUS MOTOR
END EFFECTS
FINTE DIFFERENCES

Peşteanu, Ov. : **Contributions to the linear asynchronous motor end effects stand.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 2, feb. 1977, p. 92

The paper deals with the magnetic field and force determination in a bilateral linear motor with a compensating winding, relative to which some simplifying assumptions have been made.

SOMMAIRE

CD 621.317.75

SHUNTS COAXIAUX
COURANTS LIMITE

Hortopan, G. : **Shunts coaxiaux pour courants limite.**

E.E.A. – **Electrotehnic 25**, nr. 2, feb. 1977, p. 53

L'article présente des oscillogrammes du temps de réponse pour un shunt à courant nominal de 80 kA—1s et à fonctionnement cyclique.

CD 621.376.6

SYSTEME ELECTRIQUE DE MESURE
METHODES CORRELATIONAIRES

Larionescu, S. et *Svasta, P.* : **La mesure électrique par l'intercorrélation des caractéristiques des systèmes électriques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb. 1977, p. 58

On réalise une étude théorique et on présente une variante constructive en ce qui concerne le systèmes électriques de mesure utilisé dans l'investigation des systèmes mécaniques afin de déterminer l'impédance mécanique et le temps de propagation.

CD 621.313.001.5

CHAMP MAGNETIQUE
PROGRAMME DE CALCUL
TURBOGENERATEUR
ZONE FRONTALE

Stoia, D. et *Curiac, G.* : **Programme automatique de calcul du champ magnétique dans la zone frontale d'un turbogénérateur de grande puissance.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb. 1977, p. 64

On présente un algorithme de calcul simplifié à l'aide duquel on peut déterminer par approximation la composante axiale du champ magnétique.

CD 621.65/68

ALGORITHME D'OPTIMISATION
POMPE PLANE D'INDUCTION
DEVELOPPEMENT

Fireţeanu, V. : **Optimisation du calcul de développement de la pompe d'induction.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb. 1977, p. 70

On traite du problème de l'optimisation de la construction des pompes électromagnétiques.

CD 621.315.616.96

MATERIAUX PULVERULENTS
TECHNOLOGIES D'OBTENTION
OUTILLAGES TECHNOLOGIQUES

Stroe, El. et *Stroe, C.* : **Matériaux pulvérulents à base de résines synthétiques et technologies d'obtention.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb. 1977, p. 80

L'article présente les possibilités et les avantages de l'utilisation des matériaux pulvérulents à base de résines synthétiques dans la construction des machines électriques.

CD 621.30.011.1

FONCTIONS SPLINE
ELEMENTS NONLINEAIRES

Ghiţă, C. : **L'utilisation des fonctions spline à la résolution des problèmes nonlinéaires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb. 1977, p. 87

L'ouvrage présente la méthode d'obtention des fonctions spline pour la résolution des problèmes nonlinéaires.

CD 621.313.333

MOTEUR ASYNCHRONE LINEAIRE
EFFETS DE BORD
METHODE DE DIFFERENCES FINIES

Peşteanu, Ov. : **Contributions au stand des effets de bord pour le moteur asynchrone liniaire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 2, feb. 1977, p. 92

L'ouvrage contient la détermination du champ magnétique et de la force dans un moteur linéaire bilatéral à enroulement de compensation, pour leque on a réalisé des hypothéses simplificatrices.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

"VNESHTECHNIKA"

MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizaţiilor de cercetări ştiinţifice, proiectări de construcţii şi proiectări tehnologice, întreprinderilor industriale şi firmelor sovietice şi străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport şi juridice legate de realizarea colaborării tehnico-ştiinţifice, în domeniile:

- efectuării lucrărilor de cercetări ştiinţifice, proiectări de construcţii şi proiectări tehnologice în comun şi pe bază de comenzi;
- executării comenzilor organizaţiilor sovietice şi străine pentru elaborarea şi transmiterea documentaţiei tehnico-ştiinţifice, precum şi pentru confecţionarea şi închirierea utilajelor ştiinţifice, prototipurilor, produselor şi materialelor;
- efectuării de expertize tehnico-ştiinţifice, încercări de materiale şi consultaţii.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ
"VNESHTECHNIKA"
MOSCOVA, U.R.S.S., 119034,
STAROKONIUSENNY PEREULOK, 6,
TELEFON 202-02-60
TELEX: Garant 7918
TELEGRAPH: MOSKVA VNESHTECHNIKA
FILIAL: KIJEV, 252033,
N. BOTANICHESKAJA UL., 2,
TELEFON: 24-51-44
TELEGRAMA: KIJEV VNESHTECHNIKA

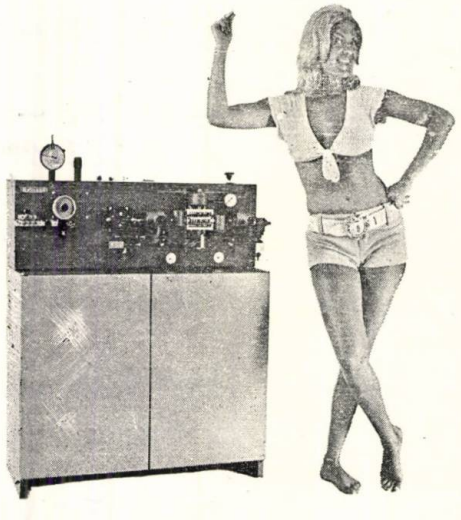
PUBLICOM

DEBITAREA ŞI ÎNDEPĂRTAREA IZOLAȚIEI AUTOMATE A SÎRMELOR ŞI CABLURILOR ELECTRICE

Doriţi să produceţi mai ieftin şi să sporiţi totodată productivitatea? Maşinile automate ale firmei **EUBANKS** pot reprezenta un prim pas. Mii de maşini ale noastre confirmă acest lucru în întreprinderile din întreaga lume.

Centrul de greutate al programului **EUBANKS** îl reprezintă modelul 2 671 (în imagine) cu un domeniu de prelucrare standard pentru sîrme cu un diametru între 1 şi 4,4 mm. Lungimea îndepărtării izolaţiei între 3 şi 40 mm, îndepărtarea combinată pe jumătate a izolaţiei. Lungimea tăierii de la 25 la 2 500 mm. Fiecare din aceste domenii de utilizare poate fi lărgit cu ajutorul unor accesorii speciale.

EUBANKS oferă o gamă completă de maşini pentru prelucrarea cablurilor cu un diametru exterior de maximum 12,5 mm. Maşini speciale, ca de pildă, maşina complet automatizată pentru fixarea papucului cablului, maşina pentru îndoit fire calibrate de rezistenţă, maşina de tăiat cu cap dublu etc., întregesc programul. Încredinţaţi-ne problemele dv. legate de prelucrarea cablurilor — noi vă oferim soluţia perfectă.



Eubanks

EUBANKS Engineering Co., GmbH
7 Stuttgart 80
Moehringen, Machtolfweg 33 NSR
Telefon: 0711/72 28 25; Telex: 84 17 23 233
Vyrabi : EUBANKS Engineering, Co.,
Monrovia — California 91016 USA

EUBANKS — Firmă specializată pentru industria de prelucrare a cablurilor.

PUBLICOM

Institutul de cercetări pentru componente electronice

livrează **din stoc** dispozitive semiconductoare de înalte performanțe realizate în noua facilitate din str. Erou Iancu Nicolae 32 B

Livrează ICCE

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

- ROB 101 — Amplificator operațional monolitic de generația a II-a (echivalent cu LM 101 — National Semiconductor)
- ROB 709 — Amplificator operațional monolitic (echivalent cu μA 709 — Fairchild)

TRANZISTOARE BIPOLARE

- 2N 709 — Comutator ultrarapid, NPN
- BSX 35 — Comutator ultrarapid, PNP
- 2N 2369 — Comutator rapid, NPN
- 2N 2218, 2N 2219 — Amplificatoare de semnal mic de uz general, NPN
- 2N 918 — Amplificator IF de semnal mic, NPN
- 2N 3866 — Amplificator RF de putere, NPN
- ROS 03 — Amplificator JF de semnal mic, NPN

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP **MOS**

- ROS 01, ROS 104 — Tranzistoare cu efect de cîmp MOS/canal P

DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

- ROL 02 — Diodă electroluminiscentă cu GaAsP (roșu)
- ROL 21, ROL 22 — Fotodiode planare cu siliciu
- ROL 11 — Celulă fotovoltaică cu siliciu
- ROL 31, ROL 32 — Fototranzistoare planare cu siliciu

ICCE CERCETEAZĂ PRODUCÎND. ICCE LIVREAZĂ

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)

CZ 621.317.75

Şunturi coaxiale pentru curenţi limită

GHEORGHE HORTOPAN* — Bucureşti

Deplasarea valorilor curenţilor de scurtcircuit în reţelele de înaltă tensiune către 40—60 kA_{ef} şi posibilitatea apariţiei, în viitorul apropiat, a valorilor încă mai mari, ca, de exemplu, 80 kA_{ef}, creează probleme, în ce priveşte măsurarea curenţilor menţionaţi, în condiţii de suficientă exactitate. Desigur, valorile menţionate 40—80 kA_{ef} reprezintă mărimi efective, iar asociate acestei mărimi apar mărimile de vîrf, sau de şoc, de ordinul a 100—250 kA_{max}, ca şi curenţii postarc cu intensitate de ordinul kA şi durata de ordinul microsecundelor.

Este de la sine înţeles că la încercarea unui întreruptor în condiţii prestabilite de recomandările internaţionale CEI sau de standardele naţionale este necesar a se obţine informaţii suficient de exacte asupra curenţilor măsuraţi.

În această lucrare autorul îşi propune să prezinte cerinţele privind performanţele şunturilor coaxiale, soluţii privind calculul şi construcţia şunturilor coaxiale şi rezultate experimentale asupra unor construcţii realizate.

1. Performanţe

Banda de frecvenţă, respectiv timpul de răspuns, ca şi curenţii de stabilitate termică şi electrodinamică, reprezintă parametrii care determină performanţele şuntului coaxial.

1.1. *Banda de frecvenţă.* Cerinţele privind banda de frecvenţă rezultă prin determinarea spectrului de frecvenţă a undelor de curent ce urmează a fi măsurate, în condiţiile de încercare a întreruptoarelor de putere. În acest scop se utilizează transformata Fourier scrisă sub forma :

$$\underline{i}(j\omega) = \int_{t_0}^{t_1} i(t)\, e^{-j\omega t}\, dt, \qquad (1)$$

unde s-a notat cu :

$i(t)$ — expresia analitică a curentului măsurat;

t_0, t_1 — momente care definesc limitele de existenţă în timp a expresiei analitice $i(t)$.

Dacă $R_e[\underline{i}(j\omega)]$ şi $I_m[\underline{i}(j\omega)]$ reprezintă partea reală, respectiv cea imaginară a transformatei Fourier, modulul în spectrul de frecvenţă este dat de relaţia :

$$|\underline{i}(j\omega)| = \sqrt{R_e^2[\underline{i}(j\omega)] + I_m^2[\underline{i}(j\omega)]}. \qquad (2)$$

Spectrul de frecvenţă a fost determinat pentru componenta aperiodică a curentului de scurtcircuit, pentru curentul sinusoidal şi pentru curentul postarc. Rezultatele sînt concentrate în trei desene, în care variabila este frecvenţa f şi nu pulsaţia ω. Amplitudinea modulului la o frecvenţă f s-a notat cu $A(f)$, în procente faţă de frecvenţa din origine.

Componenta aperiodică a curentului de scurtcircuit este reprezentată grafic în figura 1,

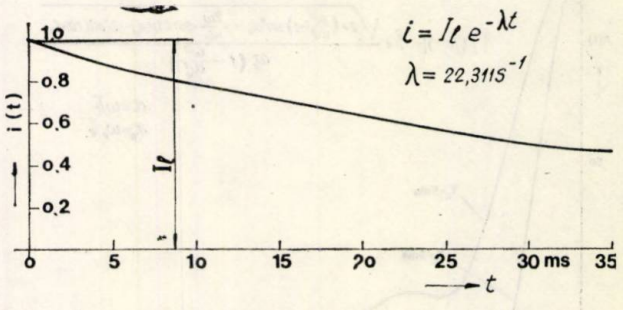


Fig. 1. Componenta de curent continuu a curentului de scurtcircuit.

iar spectrul de frecvenţă corespunzător este dat în figura 2. Din această figură rezultă că un şunt cu o bandă de frecvenţă de 1 000 Hz reproduce fidel componenta de curent continuu a curentului de scurtcircuit.

Curentul sinusoidal tăiat este reprezentat grafic în figura 3 la două momente de tăiere,

* Prof. dr. doc. ing. *G. Hortopan* este şeful Catedrei de măsuri şi aparate electrice, Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic — Bucureşti.

și anume $t = 5$ ms și $t = 9$ ms. Tăierea curentului în întreruptor intervine în cazul deconectării sarcinilor mici inductive, situație în care

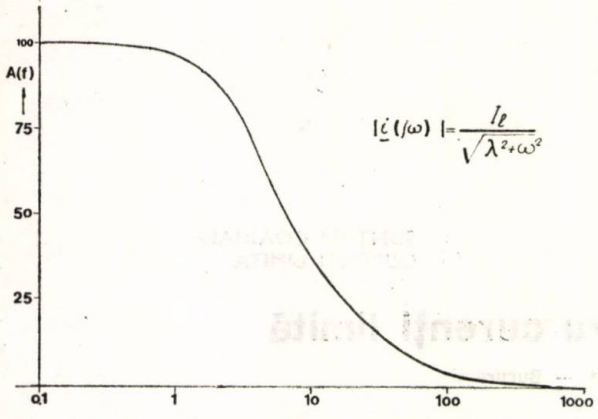


Fig. 2. Spectrul de frecvență pentru curba din figura 1.

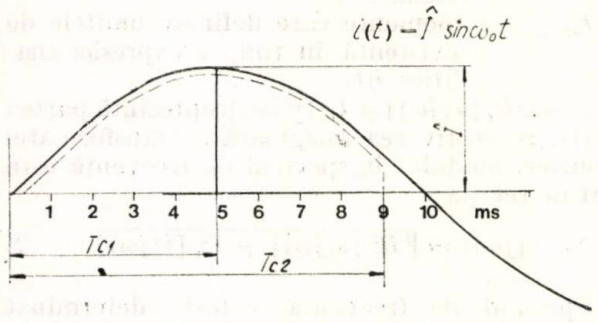


Fig. 3. Curentul sinusoidal tăiat la 5 ms și la 9 ms.

arcul electric este instabil. În figura 4 s-au trasat aspectele de frecvență corespunzătoare, din analiza cărora rezultă că pentru o tăiere a curentului la 9 ms, banda de frecvență de 1 kHz este satisfăcătoare pentru un șunt, în

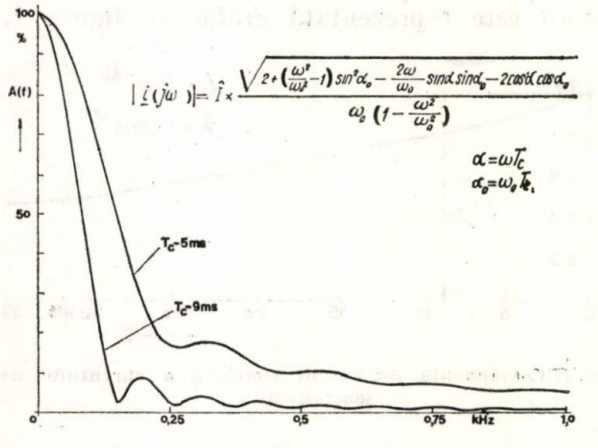


Fig. 4. Spectrele de frecvență pentru curbele din figura 4.

timp ce tăierea curentului la 5 ms necesită un dispozitiv cu bandă de frecvență mai mare, spre exemplu 3 kHz.

Curentul postarc poate fi reprezentat grafic printr-un impuls de formă sinusoidală, ca în figura 5. Durata $T = 10\ \mu s$ este convenabilă pentru curentul postarc, termic, iar durata $T = 1\ \mu s$ este convenabilă pentru curentul postarc dielectric [1]. În figura 6 se prezintă spectrele de frecvență pentru cele două durate, de 10 μs și 1 μs, ale curentului postarc. Se poate observa că pentru curenții postarc termici o

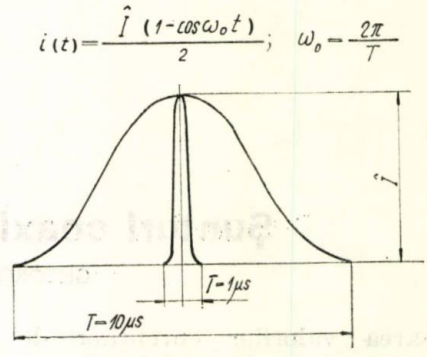


Fig. 5. Curentul postarc cu durată de 1 μs și 10 μs.

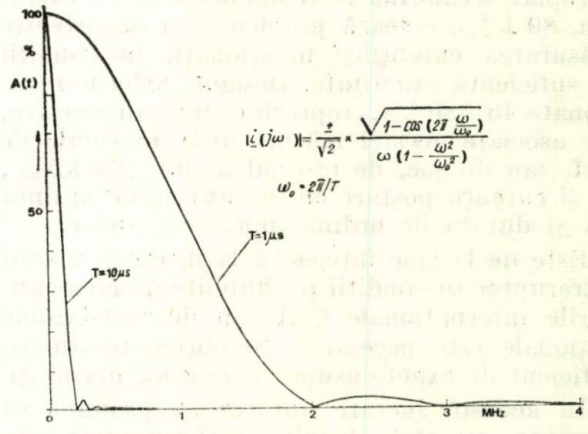


Fig. 6. Spectre de frecvență ale curentului postarc.

bandă de frecvență de 0,5 MHz este satisfăcătoare, în timp ce pentru un curent postarc dielectric este necesară o bandă de aproximativ 3—4 MHz.

1.2. *Cerințe antagoniste.* La proiectarea unui șunt coaxial se indică :

a — curentul de stabilitate termică, în mod normal la 1s ;

b — curentul de stabilitate electrodinamică ;

c — regimul de funcționare, care de cele mai multe ori comportă reluarea trecerii curentului în mod intermitent ;

d — timpul de răspuns, sau banda de frecvență, sau timpul de creștere.

Cerințele de la punctele a, b, c sînt antagoniste față de cele de la punctul d. Într-adevăr, în regim adiabatic, grosimea tolei depinde direct proporțional de intensitatea curentului după relația [2] :

$$\delta = \frac{I}{2\pi r_m}\sqrt{\frac{\rho t}{c_1\theta}}, \qquad (3)$$

unde s-a notat :

δ — grosimea tolei ;
I — intensitatea curentului, valoarea efectivă ;
r_m — raza medie a tubului rezistiv ;
ρ — rezistivitatea materialului ;
t — durata încălzirii adiabatice ;
c_1 — căldura specifică volumică ;
θ — supratemperatura admisă.

În cazul funcționării șuntului în regim intermitent este necesar a se lua în considerare schimbul de căldură față de mediul ambiant ; un ciclu nou de încălzire găsește tubul rezistiv, ce constituie elementul de bază al șuntului, la o temperatură superioară celei a mediului ambiant.

Solicitarea electrodinamică este proporțională cu intensitatea curentului la pătrat, după relația [2] :

$$p = \frac{\mu_0 \hat{\imath}^2}{8\pi^2 r_m^2}, \tag{4}$$

unde s-a notat :

p — presiunea exercitată asupra tubului rezistiv ;
$\hat{\imath}$ — curentul de stabilitate electrodinamică.

Timpul de răspuns intrinsec al șuntului este proporțional cu grosimea tolei la pătrat, după relația [3] :

$$T_r = \frac{\mu_0 \delta^2}{6\rho}. \tag{5}$$

Se constată, deci : cu cît intensitatea curentului este mai mare cu atît este necesar, în mod normal să se admită o grosime mai mare a tolei, din considerație de stabilitate termică și electrodinamică. În același timp, cerința de a putea măsura curenții postarc necesită o grosime cît mai mică a tolei tubului rezistiv.

2. Soluții

Pentru a face față cerințelor antagoniste menționate, autorul a utilizat două metode, și anume răcirea forțată a șuntului și compensarea timpului de răspuns.

2.1. Răcirea forțată a șuntului. În figura 7 se prezintă schema de ventilație a unui șunt

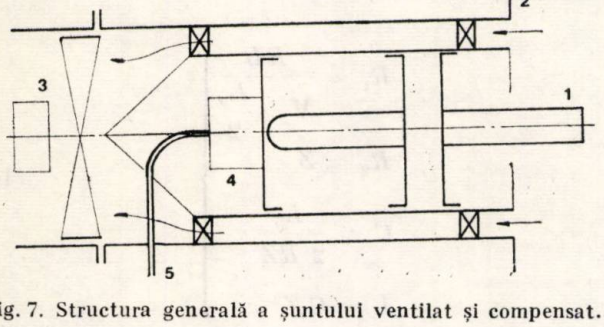


Fig. 7. Structura generală a șuntului ventilat și compensat.

de 80 kA, 1s, cu încărcare repetitivă. Răcirea tubului rezistiv se efectuează pe o singură suprafață. Prin asigurarea unei viteze a aerului de 10 m/s se asigură o transmisivitate a căldurii de 60—80 W/m²k. La calculul supratemperaturii în regim intermitent cu un număr suficient de mare de cicluri, se poate utiliza relația :

$$\theta_{\substack{2n+1 \\ n\to\infty}} = \frac{1-A_1}{1-A_1A_2}\,\theta_{max}, \tag{6}$$

cu notațiile uzuale din lucrările de aparate electrice [4]. Este necesar ca, în plus, să se facă verificarea densității de curent, astfel ca aceasta să nu depășească densitatea critică, adică :

$$J < \sqrt{\frac{\alpha l_p}{\rho_p \alpha_R A}}, \tag{7}$$

cu aceleași notații uzuale [4]. Mai trebuie observat că aerul, care extrage căldura din tubul rezistiv, se încălzește. Supratemperatura lui se calculează cu relația [4] :

$$T_2 = T_0 + \frac{Q_M}{c_p} - \frac{w_2^2}{R}\cdot\frac{\varkappa - 1}{2\varkappa}, \tag{8}$$

unde s-a notat :

T_0 — temperatura aerului la intrare ;
$Q = \dot{Q}/\dot{M}$ — energia extrasă de unitatea de masă de aer ;
$\dot{Q}$ — puterea disipată de tubul rezistiv ;
$\dot{M}$ — debitul masic de aer ;
w_2 — viteza de ieșire a aerului ;
c_p — căldura specifică ;
$\varkappa$ — exponent adiabatic.

Încălzirea aerului poate fi de aproximativ 10—20 k. În principiu, curentul de stabilitate termică se impune la o durată de una secundă ; ciclul este reluat după o pauză de cîteva minute. Atît pe durata activă, cît și pe durata pauzei răcirea este activată cu ajutorul unui ventilator.

2.2. Compensarea timpului de răspuns. Compensarea șunturilor cu bare (Reusenmesswiderstände) este menționată în lucrarea prof. A. Schwab [5], lucrare în care se propun scheme echivalente pentru șunt și pentru rețeaua de corecție.

În soluția constructivă a șuntului coaxial, adoptată de autor, grosimea tolei din care este constituit tubul rezistiv este impusă din considerente de stabilitate termică și electrodinamică. Grosimi ale tolei, pentru intensități nominale de ordinul zecilor de kA, de 1—3 mm, sînt uzuale. În tabelul următor sînt date valori ale timpului de răspuns și ale benzii de frecvență pentru aceste valori uzuale.

Principiul compensării [5], [6], [7], constă în aceea că dacă în lanț cu șuntul coaxial se conectează o rețea de corecție, a cărei funcție

Timpul de răspuns și banda de freevență

δ, mm	1	1,5	2	2,5	3
Tr, μs	0,481	1,083	1,925	3,008	4,332
B_f, MHz	0,504	0,224	0,126	0,080	0,056

de transfer este inversul funcției de transfer a șuntului coaxial, semnalul de intrare trece nedeformat. Orice soluție de compensare este acceptabilă cu condiția ca elementele rețelei de compensare să poată fi determinate prin calcul. În acest scop trebuie ca, în prealabil, să se determine următoarele aspecte :

a — evaluarea inductivității mutuale între circuitul de curent intens și circuitul de curent slab ;

b — stabilirea unor scheme echivalente verosimile pentru șuntul coaxial și pentru rețeaua de corecție.

La un șunt, în execuție coaxială, cîmpul magnetic în intervalul dintre cilindrul rezistiv și ecran este perfect determinat și, ca urmare, inductivitatea mutuală este calculabilă cu suficientă exactitate.

În figura 8 se prezintă circuitul electric echivalent, propus de autor pentru șuntul coaxial cu inductivitate mutuală între circuitul de curent intens și cel de măsură (curent slab). Șuntul propriu-zis este reprezentat printr-un cvadripol echivalent, format din rezistențele $2R$ și inductivitatea L_0, unde R este rezistența de curent continuu, iar L_0 este dat [7] de relația :

$$L_0 = \frac{2}{3}\sigma\mu_0\,\delta^2\,R. \tag{9}$$

Echivalența se referă la faptul că timpul de răspuns al șuntului este același cu timpul de răspuns al cvadripolului. Cuplajul mutual de inductivitate M se realizează, de exemplu, prin plasarea unei bobine mici între cilindrul rezistiv și ecranul șuntului.

Această inductivitate mutuală se calculează cu relația :

$$M = \frac{\mu_0 bN}{2\pi}\ln\frac{r^2}{r_1}, \tag{10}$$

unde s-a notat :

N — numărul de spire ale bobinei ;

b — dimensiunea longitudinală a bobinei ;

r_1, r_2 — razele pe care sînt plasate laturile extreme ale bobinei.

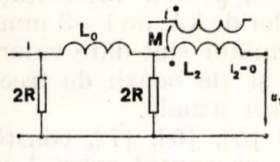


Fig. 8. Circuitul echivalent al șuntului.

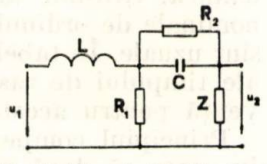


Fig. 9. Circuitul echivalent al rețelei de corecție.

În figura 8, dacă excitația este treapta de curent, adică $i = I$, răspunsul căutat este tensiunea u_1. La un curent de sarcină nul, $i_2 = 0$, impedanța operațională rezultă :

$$\frac{\mathcal{L}u}{\mathcal{L}i} = \frac{\dfrac{L_0 M}{2R}p^2 + 2Mp + 2R}{\dfrac{L_0}{2R}p + 1}. \tag{11}$$

Ținînd seama că R este o mărime constantă ecuația (11) se poate scrie sub forma unei funcții de transfer :

$$\frac{1}{R}\cdot\frac{\mathcal{L}u}{\mathcal{L}i} = \frac{\dfrac{L_0 M}{2R^2}p^2 + \dfrac{2M}{R}p + 2}{\dfrac{L_0}{2R}p + 1}. \tag{12}$$

În figura 9 se prezintă schema electrică echivalentă a rețelei de corecție, în care L, R_1, R_2, C aparțin rețelei propriu-zise, iar Z este impedanța caracteristică a cablului de măsură. Funcția de transfer a rețelei de corecție din figura 9 este :

$$H(p) = \frac{\mathcal{L}u_2}{\mathcal{L}u_1} = \frac{CR_2p + 1}{LC\left(\dfrac{R_2}{Z} + \dfrac{R_2}{R_1}\right)p^2 + \left(\dfrac{L}{Z} + \dfrac{R_2L}{R_1Z} + CR_2 + \dfrac{L}{R_1}\right)p + \dfrac{R_2}{Z} + 1}. \tag{13}$$

Pentru ca produsul funcțiilor de transfer din relațiile (12) și (13) să rămînă o constantă este necesar ca :

$$\left.\begin{aligned} &\frac{R_2}{Z} + 1 = 2\\ &CR_2 = \frac{L_0}{2R}\\ &\frac{L}{Z} + \frac{R_2L}{R_1Z} + CR_2 + \frac{L}{R_1} = \frac{2M}{R}\\ &LC\left(\frac{R_2}{Z} + \frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{L_0M}{2R^2} \end{aligned}\right\}. \tag{14}$$

Din sistemul de ecuații (14) rezultă componentele schemei de corecție în funcție de parametrii șuntului, și anume :

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= \frac{RL}{M - \dfrac{L_0}{2}}\\ R_2 &= Z\\ C &= \frac{L_0}{2RZ}\\ L &= CZ^2 \end{aligned}\right\}. \tag{15}$$

Se observă astfel că R_2, C, L, nu depind de inductivitatea mutuală M și că numai R_1 depinde de această inductivitate. Se mai constată că pentru ca R_1 să capete valori pozitive este necesar ca :

$$M > \frac{L_0}{2}. \qquad (16)$$

În calculele practice valorile obținute pentru R_2, C, L pot fi luate exact cele rezultate din calcul, în timp ce valoarea rezistenței R_1, din cauza aproximărilor acceptate, se reglează în minus față de cea calculată.

3. Rezultate

Pe baza observațiilor menționate s-a construit un șunt coaxial pentru sarcina repetitivă de 80 kA, 1s la interval de opt minute, în răcire activă cu ajutorul unui ventilator după schema din figura 7. Prin construcție s-a urmărit ca șuntul să fie de tipul „autoportant", în sensul că șuntul este nedeformabil mecanic, fără ca pentru aceasta să fie necesară o structură mecanică specială. Șuntul este realizat în două variante, și anume cu răspuns normal și cu răspuns compensat, utilizînd aceeași construcție de bază,

Determinarea timpului de răspuns rămîne punctul cel mai sensibil la un șunt cu pereți groși. În cazul șunturilor cu pereți relativ subțiri se generează în mod repetitiv treapta de curent cu ajutorul unui cablu coaxial [8], [9], [10], iar pentru măsurare se folosește un osciloscop cu eșantionare. În cazul șuntului cu pereți groși, la care timpul de răspuns natural este de ordinul microsecundelor, este necesar a se folosi un cablu coaxial lung de aproximativ 1 km, ceea ce nu prezintă interes din punct de vedere practic.

Din acest motiv, autorul a preferat, pentru obținerea răspunsului tranzitoriu, metoda descărcării singulare a unui condensator într-un aranjament coaxial, ca în figura 10. Condensatorul, în execuție coaxială are 4,5 μF, iar rezistența de limitare, neinductivă este de 50 Ω. Constanta de timp de descărcare a condensatorului $\tau = 225$ μs este sensibil mai mare decît durata creșterii frontului undei, care este de cîteva microsecunde la o grosime a tubului rezistiv de 3 mm.

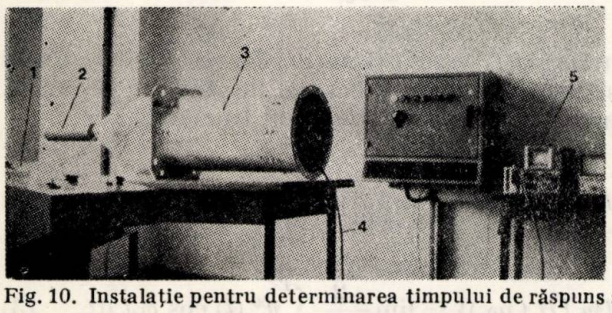
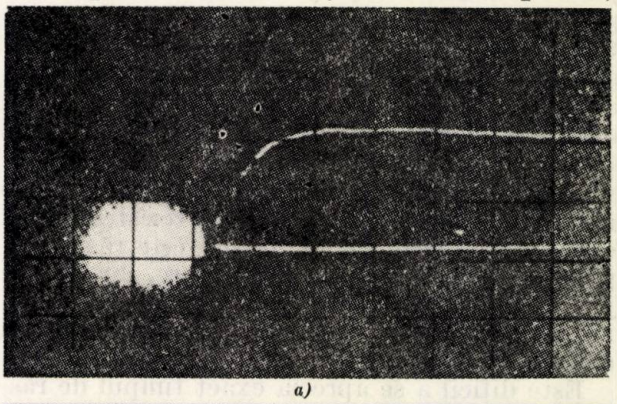
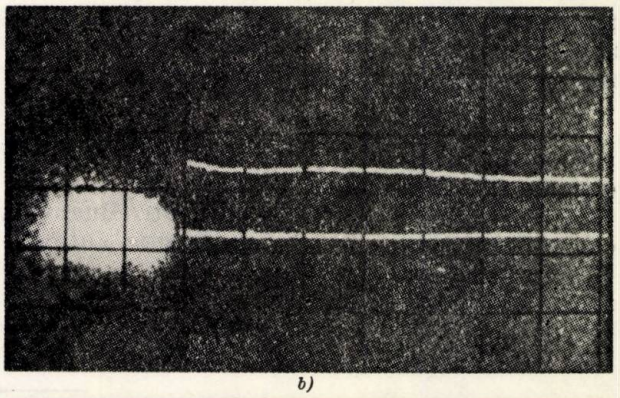


Fig. 10. Instalație pentru determinarea timpului de răspuns :
1 — sursa de tensiune continuă; 2 — condesator; 3 — șunt; 4 — cablu de măsură; 5 — osciloscop.

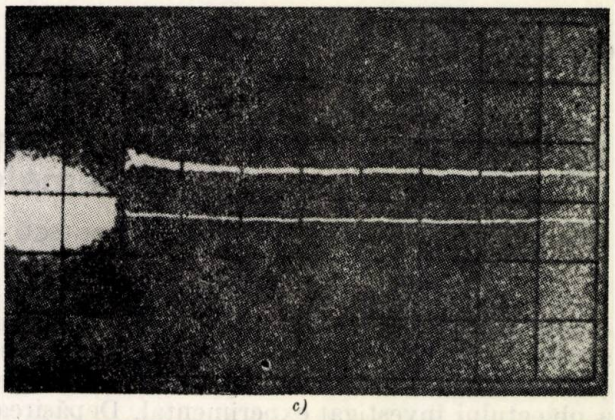
În figura 11 sînt date oscilogramele răspunsului șuntului construit. În oscilograma *a* este dat răspunsul natural al șuntului necompensat,



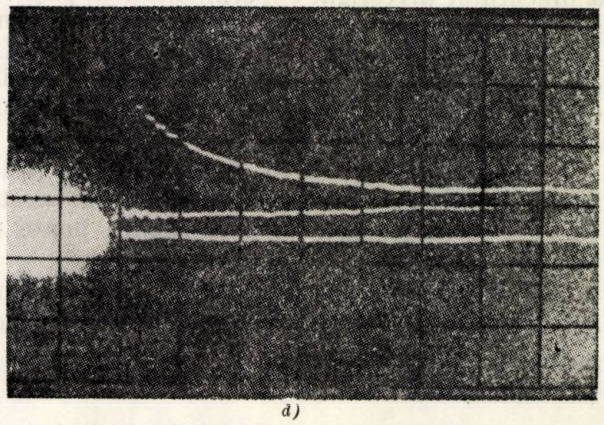
a)



b)



c)



d)

Fig. 11. Oscilogramele răspunsului tranzitoriu :
a — răspuns necompensat; b — răspuns compensat varianta I; c — răspuns compensat varianta II; d — răspunsuri la parametrii extremi ai rețelei de corecție.

căruia îi corespunde un timp de răspuns de 4,332 μs. În oscilogramele *b* și *c* sînt date răspunsuri la două cuplaje mutuale diferite, cuplajul din oscilograma *b* este puțin sub limita teoretică din relația (16), iar cuplajul din oscilograma *b* satisface relația (16). Este normal să apară vîrful inițial în oscilogramele *a* și *b*, deoarece răspunsul este o curbă exponențială cu constanta de timp $\tau = 225$ μs. În oscilograma *d* se poate observa dependența între inductibilitatea M mutuală și rezistența R_1, ca în relația (15). Curba de sus este răspunsul pentru o rezistență R_1, prea mare, iar cea de jos pentru o rezistență prea mică, la aceeași inductivitate mutuală, care se menține și în oscilograma *c*.

Este dificil a se aprecia exact timpul de răspuns în oscilograma *c*, dar se poate aprecia că acest timp este cel puțin cu un ordin de mărime mai mic decît cel al șuntului necompensat.

4. Concluzii

La curenții limită peretele tubului rezistiv este relativ gros atît pentru a face față condițiilor de stabilitate termică și electrodinamică, cît și pentru a realiza o construcție autoportantă. Regimul respectiv de funcționare impune activarea răcirii cu ajutorul aerului aspirat de un ventilator. Compensarea timpului de răspuns se realizează după criterii cantitative originale.

Bibliografie

[1] *Heroin, P.* Contribution à l'étude du courant post-arc des disjoncteurs (intern). În : Electricité de France, 1964.

[2] *Hortopan, G., Hortopan, V., Titz, G., Pavelescu, D.* Criteriile de dimensionare ale șunturilor coaxiale. În : Electrotehnica **20**, nr. 6, iunie, 1972, p. 218—224.

[3] *Hortopan, G., Hortopan, V.* Eine Allgemeine Theorie der Messwiderstände im Übergangszustand. În : ETZ—A **92**, nr. 8, august, 1971, p. 470—474.

[4] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1972.

[5] *Schwab, A.* Hochspannungsmesstechnik. Berlin, Springer Verlag, New York, 1969.

[6] *Wunsch, G.* Theorie und Anwendungen linearer Netzwerke. Teil I. Leipzig, Akademische Verlagsgesellschaft Gest. u. Portig. 1961.

[7] *Hortopan, G., Hortopan, V.* Das Verhalten der Koaxialen Messwiderstände beim Messen elektrischer Ströme. În : Revue roumaine des sciens techniques. Série Electrotechnique et Energétique. Tome **19**, nr. 1. 1974, p. 41—47.

[8] *Möller, K.* Eine einfache Anordnung zum Messen der Rechteckstoss-Wiedergabe vom Strom - Messwiderständen kurzer Anstiegszeit. În : ETZ—A **89**, nr. 17, 1968, p. 414—415.

[9] *Pfeiffer, W.* Impulstechnik. München, Carl Hanser Verlag, 1976.

[10] *Hortopan, G., Hortopan, V., Trușcă, V.* Echipament specific pentru încercarea aparatelor de comutație. În : Electrotehnica **23**, nr. 1, ian 1974, p. 1—9.

Intrat în redacție la 19.X.1976

CZ 621.376.6

SISTEM ELECTRIC DE MĂSURARE
METODE CORELAȚIONARE

Măsurarea electrică prin intercorelație a caracteristicilor sistemelor mecanice

SORIN LARIONESCU și PAUL SVASTA* — București

Studiul dinamic „in situ" al sistemelor mecanice, cu ajutorul excitațiilor de probă, este adesea îngreunat de prezența perturbațiilor și de necesitatea scoaterii din procesul tehnologic a obiectului investigat experimental. Depășirea acestor dificultăți poate fi făcută prin întrebuințarea metodelor corelaționare de măsurare. În esență, aceste metode de măsurare atît în domeniul timpului real, cît și în domeniul frecvențelor, constau din următoarele etape :

a — excitația $f(t)$ este transformată prin intermediul unei anumite funcții ; în felul acesta ea își poate schimba forma și (sau) poate fi întîrziată în timp ;

b — răspunsul $y(t)$ al sistemului este trecut eventual printr-un filtru trece-bandă acordabil automat (sclav) ;

c — produsul rezultatelor obținute în urma operațiilor precedente se integrează pe o anumită perioadă de timp. Dintre multitudinea de operatori care pot fi formați în modul arătat mai sus menționăm, ca exemplu, funcția de intercorelație polară pentru analiza în domeniul timp :

$$R^p_{fy}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T y(t) \operatorname{sign} [f(t-\tau)]\,dt, \quad (1)$$

unde : $f(t)$ este excitația, iar $y(t)$ — răspunsul sistemului sau funcțiile de filtrare Fourier, pentru analiza în domeniul frecvență :

$$Re\{H(j\omega_i)\} = \lim_{T\to 8} \frac{2}{x_0 T} \int_0^T y^*(t) \sin \omega_i t\, dt\,; \quad (2)$$

$$Im\{H(j\omega_i)\} = \lim_{T\to\infty} \frac{2}{x_0 T} \int_0^T y^*(t) \cos \omega_i t\, dt, \quad (3)$$

* Dr. ing. *S. Larionescu* este șef de lucrări la Inst. de construcții — București și *P. Svasta* este asistent la Inst. politehnic — București.

unde $x(t) = x_0 \sin \omega_i t$ este excitația; $H(j\omega)$ — funcția de transfer a sistemului mecanic; $y^*(t)$ — rezultatul trecerii răspunsului $y(t)$ printr-un filtru cu banda de trecere centrată în jurul lui ω_i, iar $T = k \frac{2\pi}{\omega_i}$ pentru valori întregi ale lui k.

Deși utilitatea metodelor corelaționare a fost cunoscută de multă vreme, aplicarea lor în practică nu are extinderea așteptată datorită complexității aparaturii de măsură care necesită unele elemente dificile de realizat, cum ar fi: unități de întîrziere analogic, multiplicatoare pentru o bandă largă de frecvențe, integratoare pentru timpi de integrare lungi și filtre acordabile automat (sclav) cu banda de trecere constantă și foarte îngustă. Apariția tehnicii numerice și hibride a rezolvat unele probleme; totuși corelatoarele accesibile comercial, din import, sînt scumpe. În acest sens devine interesantă posibilitatea realizării, prin forțe proprii și cu componente fabricate în țară, a unor variante mai simple de corelatoare. S-a propus ca metoda de corelare aleasă să îndeplinească într-o măsură cît mai mare deziderate le următoare: 1 — corelatorul să fie utilizabil la măsurători acustice și de vibrații ale unor sisteme mecanice mari, cum ar fi construcțiile civile sau industriale; aceasta înseamnă un domeniu al frecvențelor de lucru cuprins între 0 și 20 000 Hz;

2 — să fie realizată o protecție eficientă contra perturbațiilor, deoarece măsurătorile se efectuează în afara laboratorului, în uzine și pe șantiere;

3 — aparatul să fie robust, ușor de transportat și cu siguranță mare în funcționare;

4 — măsurătorile efectuate să fie interpretabile atît în domeniul timpului, cît și al frecvențelor.

Condițiile prezentate necesită unele comentarii. Frecvențele joase de lucru implică întîrzieri τ ale excitației $f(t)$ (de exemplu, relația (1) de ordinul secundelor și timpi de integrare T (relațiile (1), (2), (3)) de ordinul zecilor de secunde. Unități de întîrziere cu astfel de performanțe sînt foarte dificil de realizat, iar timpii de măsurare sînt destul de lungi. Condiția de protecție eficientă contra perturbațiilor este foarte severă ducînd la creșterea accentuată a prețului de cost al instalației. Astfel, o analiză a prețului părților componente ale unui sistem comercial de măsurare a impedanței mecanice [11, 12], de putere medie (120 VA), arată că ponderea traductoarelor de intrare-ieșire, împreună cu amplificatoarele respective, este de 25%, oscilatorul controlabil automat de 33%, filtrele heterodină sclav de 30%, iar aparatele de măsurare a amplitudinii și fazei de 12%. Se observă ponderea importantă a filtrelor pentru înlăturarea perturbațiilor. În acustică și dinamica rigidului elastic sînt importante atît impedanța mecanică, cît și timpul de propagare a excitațiilor. Dacă unul din acești parametri interesează mai mult în fenomenul investigat, atunci se arată în [4] că este avantajos, din punctul de vedere al facilității interpretării rezultatelor măsurătorii, să se lucreze corespunzător în domeniul timp sau frecvență. Rezultă, deci, necesitatea existenței a două instalații de măsurare a corelației, cîte una specializată în fiecare domeniu (timp, frecvență). Pentru un laborator mic acest deziderat este greu realizabil. O soluție mai avantajoasă ar părea înregistrarea excitației $f(t)$ și a răspunsului $y(t)$, iar calculul unor relații de tipul (1), (2), (3) urmînd să se facă off-line cu ajutorul algoritmului de transformare Fourier rapidă Cooley-Turkey, [1, 4, 6]. Din punct de vedere al condițiilor anterioare impuse instalației de măsurare se pot aduce o serie de obiecții acestei metodologii. În primul rînd, răspunsul $y(t)$ al sistemului poate conține componente de frecvență ridicată (pînă la 20 000 Hz), iar timpii de integrare T trebuie să fie suficient de lungi (de ordinul secundelor), pentru o eliminare eficientă a perturbațiilor. Deci, numărul de puncte de eșantionare, pentru o singură măsurătoare, este cuprins între cîteva sute și cîteva mii. Conversiunea analog-numerică trebuie automatizată și, din cauza vitezei mici a imprimantei sau a perforatorului de bandă, se impune o transformare a spectrului de frecvențe. Aparatura necesară este complexă și scumpă. În al doilea rînd, la efectuarea măsurătorilor pe șantiere și în uzine, la distanțe mari de sediul laboratorului, nu se pot aștepta, în mod practic, rezultatele calculatorului pentru a se constata reușita experimentului și pentru a se decide repetarea în alte condiții a măsurătorii sau alegerea altor puncte de măsură.

Soluția de compromis adoptată pentru această instalație constă dintr-o prelucrare primară a datelor chiar în timpul măsurătorii. Excitația de probă a fost aleasă astfel încît aparatul de măsură a intercorelației să fie cît mai simplu, iar rezultatele să poată fi prezentate sub formă numerică. Atunci cînd este necesar, se efectuează o prelucrare suplimentară la calculator în condiții mult mai ușoare decît în cazul calculării directe a relațiilor (1), (2), (3). Numărul punctelor de eșantionare este de cel puțin zece ori mai mic și nu este necesară transformarea spectrului de frecvențe.

Schema-bloc a lanțului de măsură, utilizată pentru determinarea intercorelației, este prezentată în figura 1. Generatorul de secvențe binare pseudoaleatoare de lungime maximă excită sistemul mecanic. Răspunsul acestuia, poluat de perturbații, este corelat cu excitația pseudoaleatoare, iar rezultatul calculului expresiei (1) este înregistrat sub formă numerică sau analogică. Alegerea excitației pseudoaleatoare binare prezintă următoarele avantaje:

a — secvenţele binare pot fi uşor transformate astfel încît excitaţia să se bucure de proprietatea :

$$f(t) = \text{sign}\,[f(t)] \qquad (4)$$

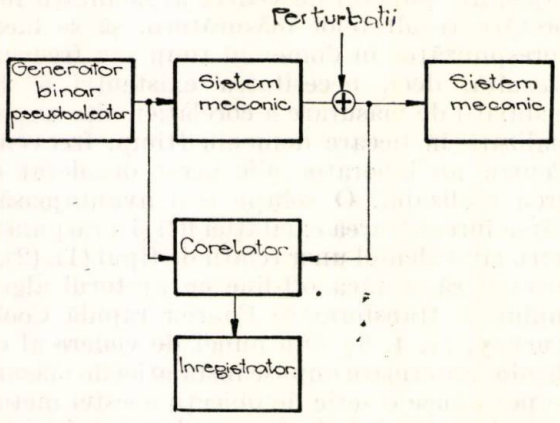


Fig. 1. Schema-bloc a lanţului electric de măsură pentru determinarea funcţiei de intercorelaţie.

şi, deci, funcţia de intercorelaţie polară (1) să coincidă cu funcţia de intercorelaţie :

$$R^p_{fy}(\tau) = R_{fy}(\tau); \qquad (5)$$

b — faţă de alte excitaţii nesinusoidale, calculul funcţiei $h(t)$ de răspuns la impulsul unitar din relaţia Wiener-Hopf este mult mai uşor, datorită faptului că funcţia de autocorelaţie $R_{ff}(\tau)$ a secvenţei pseudoaleatoare binare aproximează foarte bine impulsul Dirac :

$$R_{fy}(\tau) = \int_0^\infty h(\theta)\, R_{ff}(\tau-\theta)\,\mathrm{d}\theta = h(\tau); \qquad (6)$$

c — dintre toate excitaţiile cu amplitudinea limitată $a \leqslant f(t) \leqslant a$, excitaţia binară $f(t) = \pm a$ transferă cantitatea maximă de putere sistemului mecanic testat ;

d — operaţia de întîrziere a excitaţiei şi operaţia de înmulţire a excitaţiei cu răspunsul, necesare la calculul relaţiei (1) pot fi realizate simplu cu ajutorul unui alt generator identic de secvenţe binare pseudoaleatoare şi a unui comutator electronic ;

e — datorită proprietăţii de periodicitate a secvenţelor pseudoaleatoare binare se poate obţine o estimaţie exactă a funcţiei de intercorelaţie, integrîndu-se pe un interval de timp finit egal cu un număr întreg de perioade ale secvenţei binare de lungime maximă. Diferitele probleme teoretice legate de folosirea secvenţelor binare pseudoaleatoare de lungime maximă la identificarea sistemelor sînt prezentate în literatura de specialitate [6, 8, 10, 13].

Schema de principiu a aparaturii electronice construită este prezentată în figura 2, iar forma semnalului de excitaţie şi răspuns, în figura 3.

Generatorul de tact produce, la conectarea sa prin întreruptorul I, un şir de impulsuri de perioadă θ (fig. 3a). Această mărime este deosebit de importantă în sistemul de măsură, reprezentînd unitatea pentru parametrul de întîrziere τ (fig 3d, f) şi determinînd lăţimea spectrului plat util al secvenţelor binare pseudoaleatoare (fig. 3e). Din această cauză valoarea sa trebuie cunoscută cu o precizie de cel puţin 0,5%. Această condiţie, ca şi necesitatea modificării valorii lui θ din considerente energetice sau informaţionale, fac utilă prezenţa în lanţul

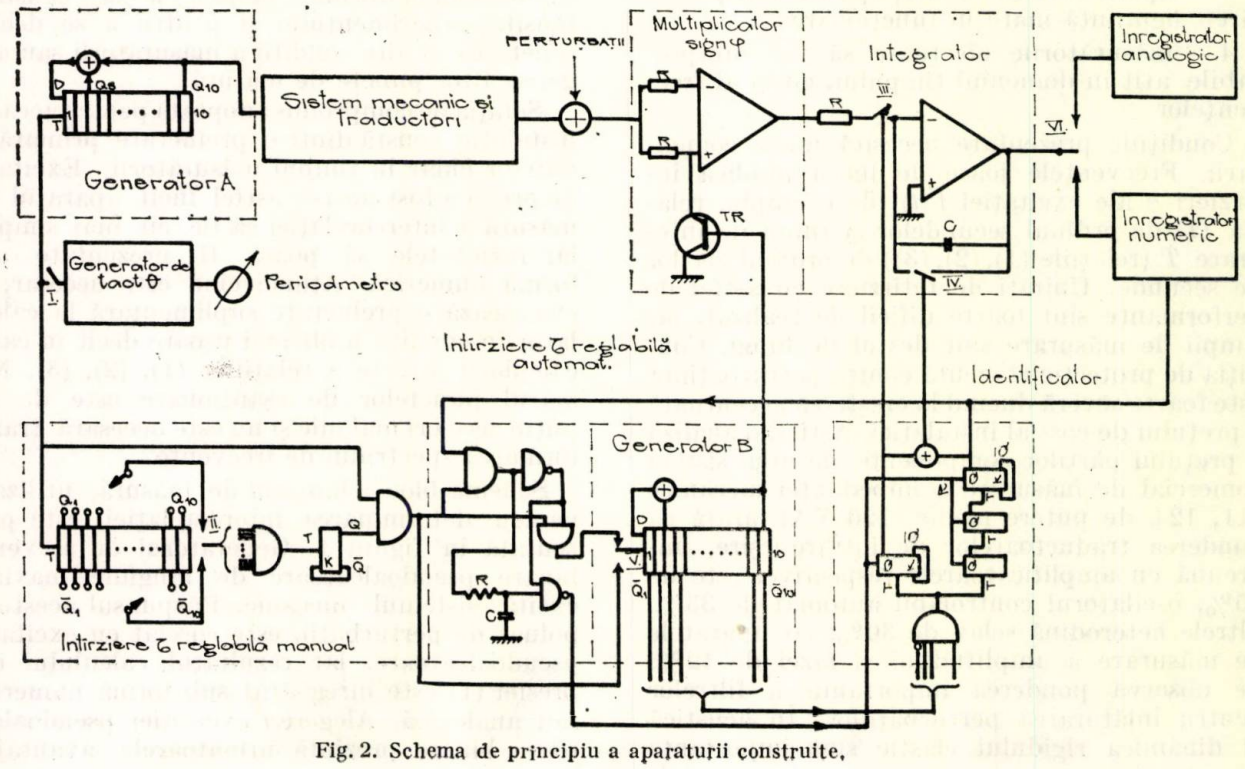


Fig. 2. Schema de principiu a aparaturii construite.

de măsură a unui frecvențmetru-periodmetru numeric. Primul generator binar începe să funcționeze odată cu conectarea generatorului de tact, iar al doilea generator pornește după un timp $\tau = M\theta$, unde $M = 1, 2, 3, \ldots$, determinat de circuitul de întîrziere reglabilă.

Generatoarele binare pseudoaleatoare de secvențe, cu lungime maximă, sînt alcătuite

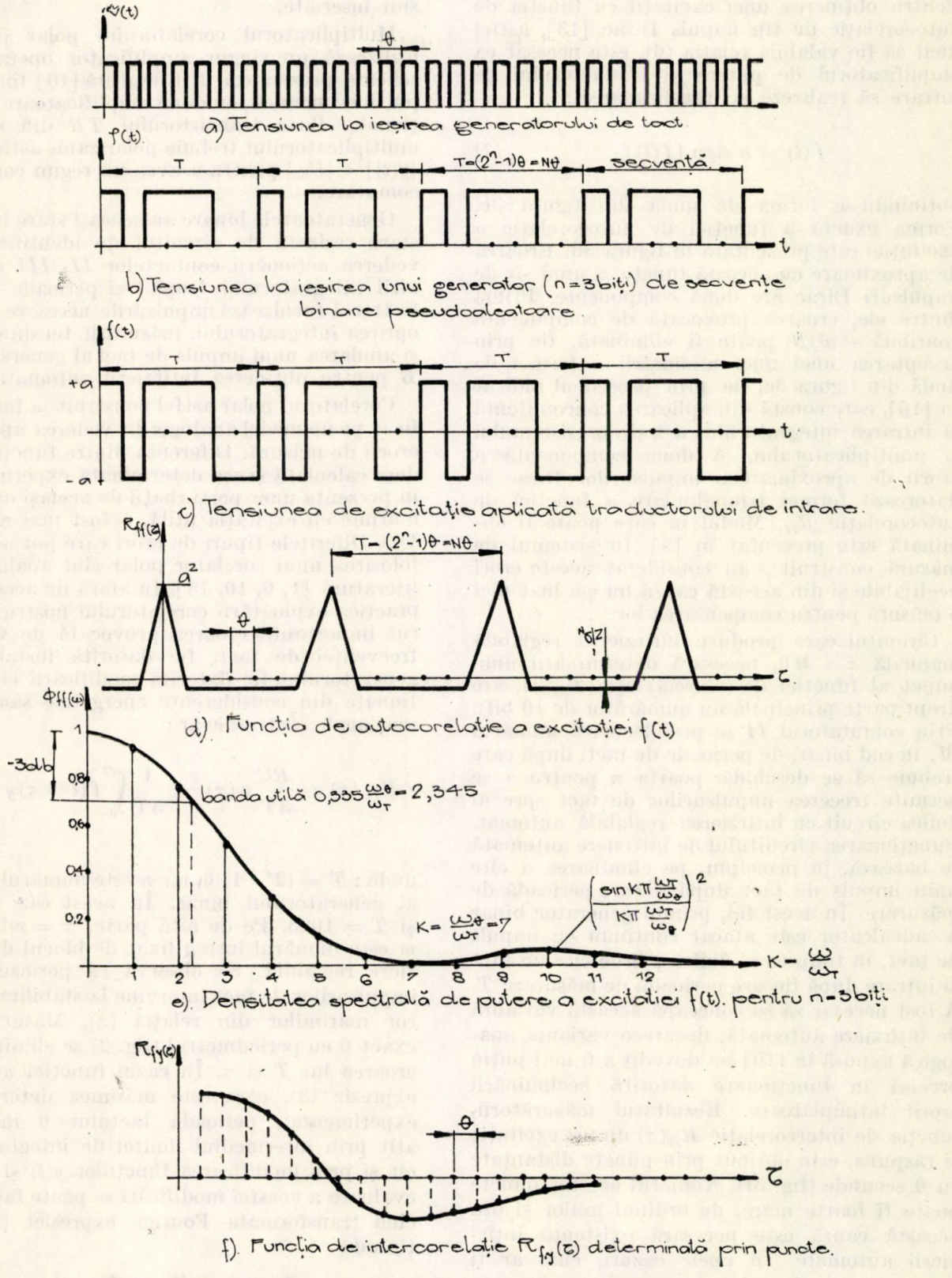


Fig. 3. Formele de undă în punctele principale ale schemei electrice de principiu.

dintr-un registru de deplasare de zece biți și un circuit de reacție sumator modulo doi [10, 13]. Generatoarele binare trebuie să aibă posibilitatea de a porni din aceeași stare inițială. Ieșirea lor $\varphi(t)$ are forma din figura 3b. Pentru obținerea unei excitații cu funcția de autocorelație de tip impuls Dirac [13], astfel încît să fie valabilă relația (6), este necesar ca amplificatorul de putere al traductorului de intrare să realizeze și transformarea :

$$f(t) = a \operatorname{sign}[f(t)], \tag{7}$$

obținîndu-se forma de undă din figura 3c. Forma exactă a funcției de autocorelație a excitației este prezentată în figura 3d. Eroarea de aproximare cu această funcție a unui șir de impulsuri Dirac are două componente. Prima dintre ele, eroarea provocată de componenta continuă — a^2/N poate fi eliminată, fie prin acceptarea unei mici nesimetrii a formei de undă din figura 3c, fie prin procedeul indicat în [16], care constă din aplicarea concomitentă la intrarea integratorului a ieșirilor sistemului și multiplicatorului. A doua componentă a erorii de aproximare a impulsurilor Dirac se datorează formei triunghiulare a funcției de autocorelație R_{ff}. Modul în care poate fi eliminată este prezentat în [5]. În sistemul de măsură construit s-au considerat aceste erori neglijabile și din această cauză nu s-a luat nici o măsură pentru compensarea lor.

Circuitul care produce întîrzierea reglabilă manuală $\tau = M\theta$, necesară determinării unui punct al funcției de intercorelație $R_{fy}(\tau)$, are drept parte principală un numărător de 10 biți. Prin comutatorul *II* se preselectează numărul M, în cod binar, de perioade de tact, după care trebuie să se deschidă poarta π pentru a se permite trecerea impulsurilor de tact spre al doilea circuit cu întîrzierea reglabilă automat. Funcționarea circuitului de întîrziere automată se bazează, în principiu, pe eliminarea a cîte unui impuls de tact după fiecare perioadă de măsurare. În acest fel, primul generator binar pseudoaleator este atacat continuu cu impuls de tact, în timp ce al doilea pierde cîte un tact la intrare după fiecare perioadă de măsurare T. A fost necesar să se conceapă această variantă de întîrziere automată, deoarece varianta analogică expusă în [10] s-a dovedit a fi mai puțin precisă în funcționare datorită neeliminării erorii întîmplătoare. Rezultatul măsurătorii, funcția de intercorelație $R_{fy}(\tau)$ dintre excitație și răspuns, este obținut prin puncte distanțate cu θ secunde (fig. 3f). Numărul acestor puncte poate fi foarte mare, de ordinul miilor și din această cauză este necesară existența întîrzierii automate. În unele cazuri, cum ar fi determinarea timpului de propagare, nu este necesară ridicarea curbei $R_{fy}(\tau)$ decît pentru valori ale lui $\tau > \tau_0$, unde τ_0 este determinat de viteza sunetului și de distanța dintre sursă și receptor. Din aceste considerente cele două circuite de întîrziere, manuală și automată, sînt înseriate.

Multiplicatorul corelatorului polar (fig. 2) utilizează un singur amplificator operațional, schema prezentată în literatură [10] fiind mai puțin economică, cu două amplificatoare operaționale. Baza tranzistorului TR din schema multiplicatorului trebuie polarizată, astfel încît $|y(t)| < |U_{be}|$ pentru a avea un regim corect de comutare.

Generatoarele binare au aceeași stare inițială, stare sesizată de circuitul de identificare în vederea acționării contactelor *II*, *III* și pornirii integratorului. După trei perioade identificatorul furnizează impulsurile necesare pentru oprirea integratorului, măsurării tensiunii $u(\tau)$ și anularea unui impuls de tact al generatorului B pentru obținerea întîrzierii automate.

Corelatorul polar astfel construit a fost verificat pe un model analogic în vederea aprecierii erorii de măsură. Diferența dintre funcția pondere calculată și cea determinată experimental, în prezența unor perturbații de același ordin de mărime cu excitația utilă, a fost mai mică de 1%. Diferitele tipuri de erori care pot apare la folosirea unui corelator polar sînt analizate în literatură [1, 6, 10, 13]. În afară de acestea, în practica exploatării corelatorului nostru a apărut importantă eroarea provocată de variația frecvenței de tact, fie datorită instabilității generatorului, fie datorită modificării ei intenționate din considerente energetice sau informaționale. Într-adevăr :

$$R_{fy}(\tau) = \frac{RC}{3T} u(\tau) = \frac{1}{3T} \int_0^{3T} f(t-\tau) y(t)\, dt, \tag{8}$$

unde : $T = (2^n - 1)\,\theta$, iar n este numărul de biți ai generatorului binar. În acest caz $n = 10$ și $T = 1023$. Pe de altă parte, $\tau = m\theta$, unde m este numărul întreg fixat de blocul de întîrziere reglabilă. Se observă că perioada θ a impulsurilor de tact intervine la stabilirea tuturor mărimilor din relația (8). Măsurîndu-se exact θ cu periodmetrul (fig. 2) se elimină ușor eroarea lui T și τ. În cazul funcției $u(\tau)$ din expresia (8), care este mărimea determinată experimental, perioada tactului θ intervine atît prin intermediul limitei de integrare $3T$, cît și prin modificarea funcțiilor $y(t)$ și $f(t)$. O evaluare a acestei modificări se poate face aplicînd transformata Fourier expresiei (1), obținînd :

$$\Phi_{fy}(\omega) = H(j\omega)\, \Phi_{ff}(\omega), \tag{9}$$

unde densitatea spectrală de putere a excitației binare pseudoaleatoare este (10) (fig. 3e) :

$$\Phi_{ff}(\omega)=2\pi\left(\frac{a\theta}{T}\right)^2\left\{-\frac{T}{\theta}\,\delta(\omega)+\right.$$

$$\left.+\sum_{k=-\infty}^{+\infty}2^n\left[\frac{\sin k\pi\omega_T/\omega_\theta}{k\pi\omega_T/\omega_\theta}\right]^2\delta(\omega-k\omega_T)\right\}. \quad (10)$$

Deoarece Φ_{ff} are un spectru de linii, pentru o bună rezoluție la determinarea lui $H(j\omega)$ din relația (9) este necesar ca distanța ω_T dintre aceste linii să fie suficient de mică, astfel încît $H(j\omega)$ să rămînă aproximativ constant. Din această cauză, la o micșorare a lui ω_T astfel încît $\omega'_T=\omega_T/\alpha$, $\alpha>1$, obținem :

$$\Phi'_{yf}(\omega)=\alpha\,\Phi_{yf}. \quad (11)$$

Dacă ω_T este suficient de mic această relație se menține și pentru creșteri moderate ale sale ($\alpha\leqslant 1$). Trecînd în domeniul timpului real și ținînd seamă că $\alpha=\omega_T/\omega'_T=\theta'/\theta$, avem :

$$\frac{1}{\theta'}R'_{fy}(\tau)=\frac{1}{\theta}R_{fy}(\tau), \quad (12)$$

Pentru ca valorile punctuale din figura 3f să fie invariante la modificările lui θ, în limitele menționate anterior, este necesar ca pe ordonata graficului să se reprezinte $u(\tau)/\theta^2$, în loc de $R_{fy}(\tau)$. Într-adevăr, înlocuind pe (8) în (12) și ținînd seamă că $T=(2^n-1)\theta$, se obține :

$$\frac{u'(\tau)}{\theta'^2}=\frac{u(\tau)}{\theta^2}, \quad (13)$$

unde $u(\tau)$ este tensiunea măsurată la ieșirea integratorului.

În concluzie, studiul efectuat a evidențiat valoarea practică deosebită a folosirii metodelor corelaționare la investigarea „in situ" a sistemelor mecanice, pentru determinarea impedanței mecanice și a timpului de propagare. S-a constatat că, pentru laboratoarele mici, specializate în acustică și vibrații, metoda corelațională care folosește excitația sub formă de secvențe binare pseudoaleatoare și un corelator polar reprezintă, în momentul actual, o opțiune convenabilă din punct de vedere tehnic și economic. Aparatul construit pe baza acestui principiu prezintă îmbunătățiri specifice domeniului de utilizare căruia îi este destinat. Experimentarea aparatului a relevat necesitatea considerării variației accidentale sau intenționate a frecvenței generatorului de tact pe parcursul aceleiași măsurători. Metoda preconizată de compensare a efectului acestor variații a permis obținerea unei erori globale de măsurare mai mici de 1%.

Bibliografie

[1] *Bendat, J. S., Piersol, A. G.* Random Data : Analysis and Measurement Procedures. New York, Wiley — Interscience, 1971.

[2] *Broch, J. T.* On the Measurement and Interpretation of Cross-Power-Spectra. În : Brüel Kjaer Technical Review, nr. 3, 1969.

[3] *Broch, J. T.* On the Applicability and Limitations of the Cross-Correlation and the Cross-Spectral Density Techniques. În : Brüel Kjaer Technical Review, nr. 4, 1970.

[4] *Cooley, J. W., Lewis, P. A. W., Welch, P. D.* The application of the Fast Fourier Transform to the estimation of spectra and cross-spectra. În : Journal of sound and vibration, vol. **12**, nr. 3, 1970.

[5] *D'Alton, L. B.* Identification by pseudo-random binary sequencing. În : Control and Instrumentation, March, 1972.

[6] *Eykhoff, P.* System Identification. New York, John Wiley, 1974.

[7] *Holmes, P. J., White, R. G.* Data analysis criteria and instrumentation requirements for the transient measurement of mechanical impedance. În : Journal of sound and vibration, vol **25**, nr. 2, 1972.

[8] *Ionescu, G., Stoica, P.* Utilizarea calculatoarelor pentru identificarea proceselor automatizate. În : Automatică, Menagement, Calculatoare, vol **20** A, București, Editura tehnică, 1975.

[9] *Kiyoshi Muto.* A New Measuring Method of Vibration Using Correlation Technique, Proceedings of fifth world conference on earthquake engineering. Rome, 1973.

[10] *Korn, G. A.* Simularea și măsurarea proceselor aleatoare. București, Editura tehnică, 1969.

[11] *Olesen, H. P.* Measurement of the Dynamic Properties of Materials and Structure. În : Brüel Kjaer Application Notes, nr. 13—120.

[12] *Olesen, H. P., Randal, R. B.* A Guide to Mechanical Impedance and Structural Responsex Techniques. În : Brüel Kjaer Application Notes, nr. 13—121.

[13] *Penescu, C., Ionescu, G. Tertișco, M., Ceangă, E.* Identificarea experimentală a proceselor automatizate. București, Editura tehnică, 1971.

[14] *Turner, M. R.* Analysis techniques in aircraft fluter testing, 44 th Euromech Colloquium, Bucharest, 1973.

[15] *Williams, R. T. F.* Corelators using MOST's in sonar applications. În : Journal of sound and vibration, vol **19**, nr. 2, 1969.

[16] *Wilson, H.* Automatic Elimination of Bias in Binary Cross-Corelation Experiments. În : Electronics Letters, vol. **3**, nr. 11, nov 1967.

Intrat în redacție la 19.VII.1976

CZ 621.313.001.5

CÎMP MAGNETIC
PROGRAM DE CALCUL
TURBOGENERATOR
ZONĂ FRONTALĂ

Program automat de calcul al cîmpului magnetic în zona frontală a unui turbogenerator de mare putere

DAN STOIA şi GRIGORE CURIAC* — Bucureşti

Introducere

Expresii stabilite anterior, în [1] şi [2], permit determinarea prin calcul a celor trei componente ale cîmpului magnetic în toate punctele spaţiului frontal dintr-un turbogenerator.

Componentele, respectiv zona în ale cărei puncte urmează să se calculeze cîmpul magnetic, se aleg în funcţie de problema concretă ce urmează a fi soluţionată. În acest sens poate prezenta interes calculul celor trei componente ale cîmpului din punctele aflate în imediata apropiere a capetelor de bobină, în vederea determinării forţelor electrodinamice care acţionează asupra bobinajului şi a dimensionării corespunzătoare a elementelor de consolidare. De asemenea, de mare interes practic este zona din imediata apropiere a elementelor feromagnetice dispuse la cele două extremităţi laterale ale maşinii (placa de strîngere din zona jugului statoric, dinţii statorici etc.), privită sub acţiunea componentei axiale a cîmpului magnetic. Fiecare din aceste zone pot constitui probleme de sine stătătoare, cu tratare adecvată.

În această lucrare, pentru concretizarea metodei prezentate, s-a ales zona din imediata apropiere a dinţilor statorici, privită sub influenţa componentei axiale a cîmpului.

Cîmpul axial care pătrunde în pachetele de tole din zona frontală, prin curenţii induşi, determină pierderi suplimentare care pot conduce la încălziri locale, care să depăşească valorile admisibile.

De asemenea, este de remarcat că fluxul axial corespunzător cîmpului care pătrunde frontal în dinte variază cu modificarea sarcinii maşinii, crescînd odată cu trecerea la funcţionare cu defazaje capacitive.

În aceste condiţii, încălzirea excesivă a părţilor frontale limitează puterea la care pot fi exploatate turbogeneratoarele de mare putere, în special la funcţionarea acestora la sarcină capacitivă; de regulă, limitarea menţionată intervine înaintea limitărilor impuse de condiţiile de stabilitate.

În fine, pentru a obţine indicaţii cît mai utile pentru prefigurarea zonei frontale a turbogeneratoarelor, s-au prezentat concluziile unui calcul al distribuţiei cîmpului axial pe înălţimea dinţilor statorici, în condiţiile unei geometrii variabile a capetelor de bobină şi a zonei de capăt a armăturilor. Totodată, precizîndu-se modul şi ponderea cu care intervin elementele geometrice considerate în determinarea cîmpului axial, s-a propus o metodă analitică de calcul simplificată, cu ajutorul căreia se poate determina distribuţia aproximativă a cîmpului axial în zona considerată.

1. Observaţii generale asupra programului de calcul

Pe baza metodei prezentate în [1] şi [2] a fost elaborat un algoritm de calcul care este programat pentru un calculator I.B.M., tip 360/30, în limbajul FORTRAN.

Pentru determinarea componentelor cîmpului magnetic au fost folosite trei programe diferite :

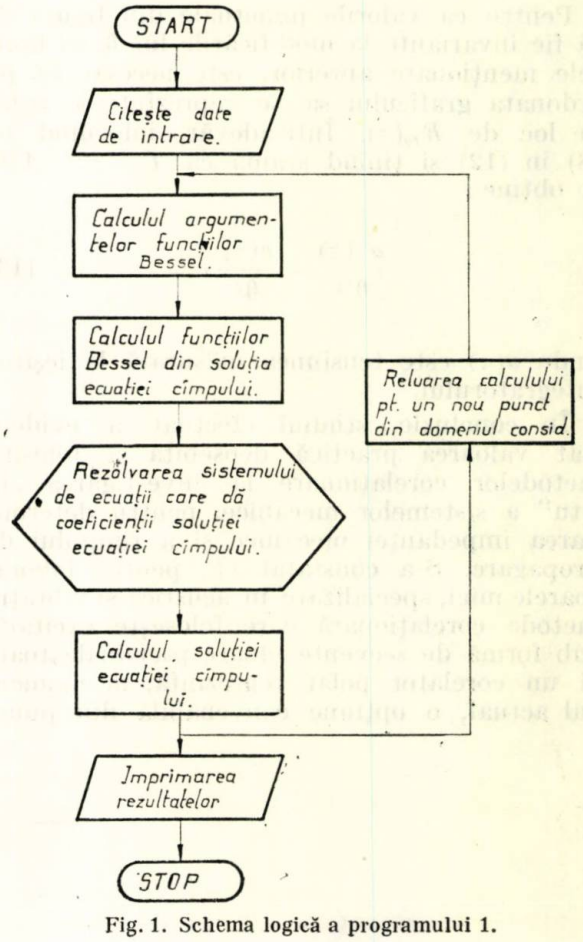


Fig. 1. Schema logică a programului 1.

* Dr. ing. *D. Stoica* lucrează în cadrul Universităţii din Braşov, iar ing. *G. Curiac* lucrează la ICPET — Bucureşti.

1 — calculul distribuției inducției magnetice datorită sistemului de curenți corespunzători capetelor de bobină, relațiile (20) — (22) din [1];

2 — calculul distribuției inducției magnetice datorită sistemului de curenți fictivi care aproximează efectul întrefierului, relațiile (16)—(18) din [2];

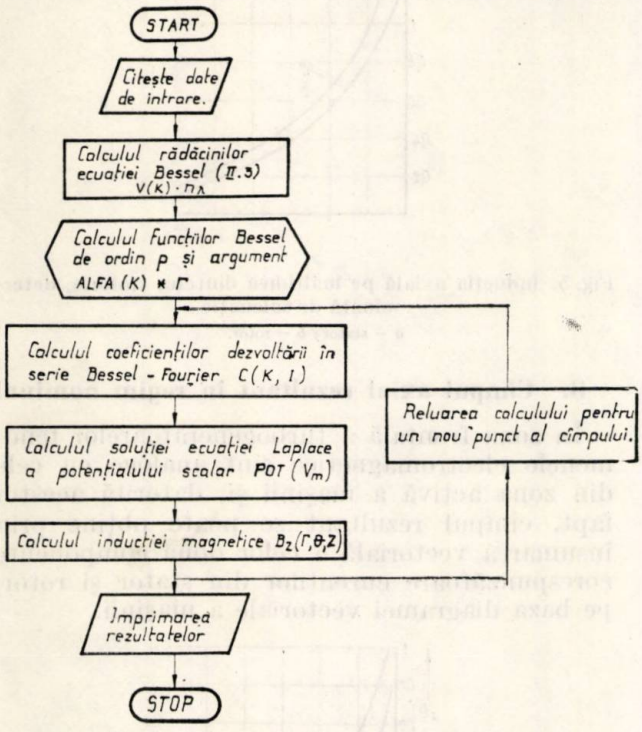


Fig. 2. Schema logică a programului 2.

3 — determinarea rădăcinilor ecuației de tip Bassel, relația II.3 din [2].

Calculul funcțiilor Bassel de ordin întreg care intervin în programe, se poate face cu ajutorul subrutinelor BESI, BESK , BESJ și BESY din biblioteca calculatorului; la fel, sistemele de ecuații de tipul (23) din [1] se rezolvă folosindu-se subrutina SIMQ, iar integrala care apare în expresia coeficientului C_λ al dezvoltării în serie Bessel-Fourier, relația (14) din [2], se determină prin intermediul subrutinei QG10.

Schemele logice corespunzătoare celor trei programe principale, amintite la începutul paragrafului, sînt reprezentate în figurile 1, 2, 3.

2. Calculul cîmpului axial pe înălțimea dintelui statoric

Cîmpul axial pe înălțimea dintelui statoric a fost determinat pentru un turbogenerator de mare putere cu parametrii cunoscuți; dimensiunile geometrice ale domeniului frontal, ale capetelor de bobină, precum și parametrii electrici ai mașinii reprezintă datele necesare efectuării calculului.

Configurația geometrică a zonei frontale este reprezentată în figura 4; frontiera superioară

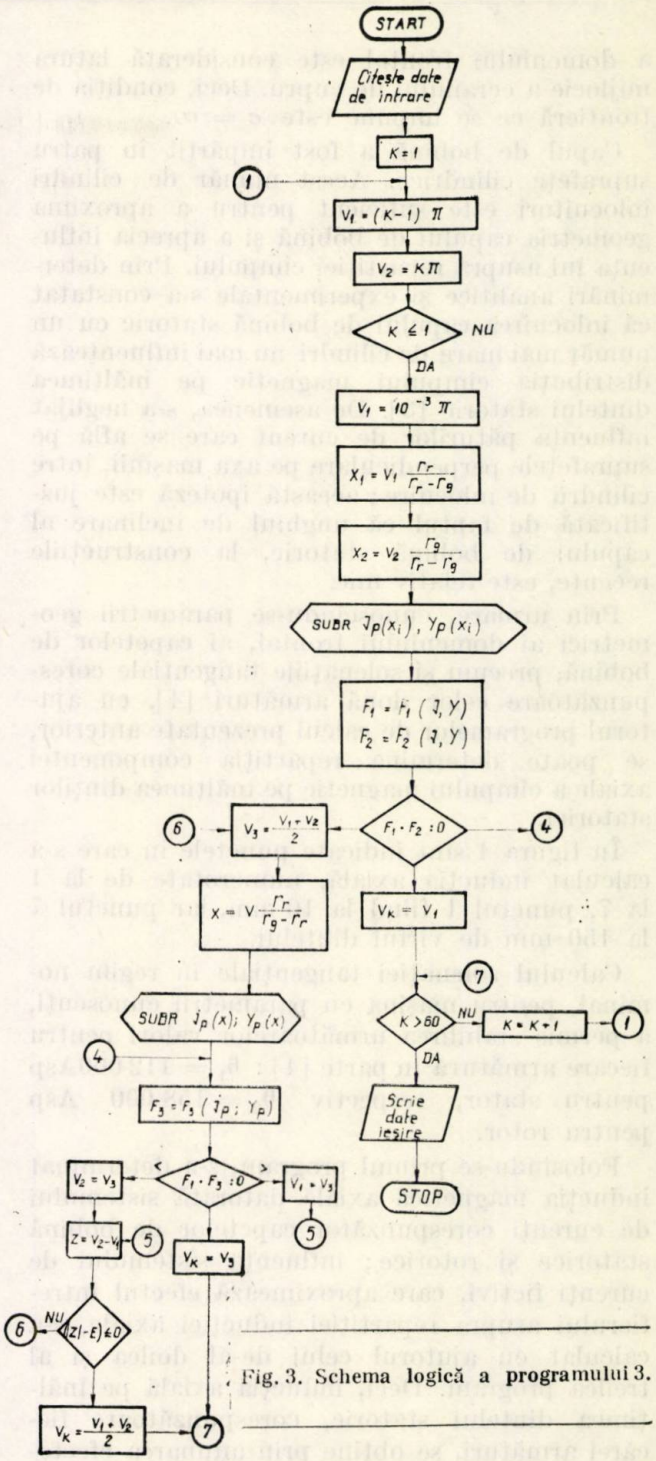


Fig. 3. Schema logică a programului 3.

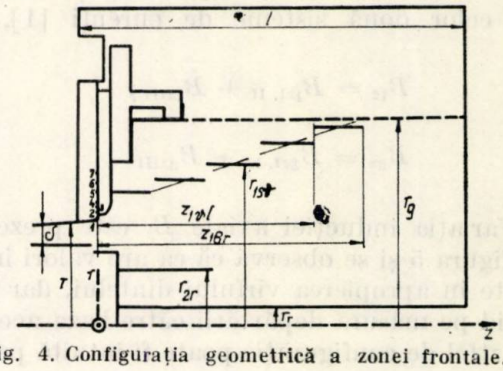


Fig. 4. Configurația geometrică a zonei frontale.

a domeniului frontal este considerată latura mijlocie a ecranului de cupru. Deci, condiția de frontieră ce se impune este $\sigma = \infty$.

Capul de bobină a fost împărțit în patru suprafețe cilindrice. Acest număr de cilindri înlocuitori este suficient pentru a aproxima geometria capului de bobină și a aprecia influența lui asupra repartiției cîmpului. Prin determinări analitice și experimentale s-a constatat că înlocuirea capului de bobină statoric cu un număr mai mare de cilindri nu mai influențează distribuția cîmpului magnetic pe înălțimea dintelui statoric [3]. De asemenea, s-a neglijat influența păturilor de curent care se află pe suprafețele perpendiculare pe axa mașinii, între cilindrii de înlocuire; această ipoteză este justificată de faptul că unghiul de înclinare al capului de bobină statoric, la construcțiile recente, este relativ mic.

Prin urmare, cunoscîndu-se parametrii geometrici ai domeniului frontal, ai capetelor de bobină, precum și solenațiile tangențiale corespunzătoare celor două armături [4], cu ajutorul programelor de calcul prezentate anterior, se poate determina repartiția componentei axiale a cîmpului magnetic pe înălțimea dinților statorici.

În figura 4 sînt indicate punctele în care s-a calculat inducția axială, numerotate de la 1 la 7, punctul 1 fiind la 10 mm, iar punctul 7 la 150 mm de vîrful dintelui.

Calculul solenației tangențiale în regim nominal, pentru mașina cu parametrii cunoscuți, a permis stabilirea următoarelor valori pentru fiecare armătură în parte [4]: $\theta_1 = 112\,000$Asp pentru stator, respectiv $\theta_2 = 158\,000$ Asp pentru rotor.

Folosindu-se primul program, s-a determinat inducția magnetică axială datorată sistemului de curenți corespunzător capetelor de bobină statorice și rotorice; influența sistemului de curenți fictivi, care aproximează efectul întrefierului asupra repartiției inducției axiale, s-a calculat cu ajutorul celui de-al doilea și al treilea program. Deci, inducția axială pe înălțimea dintelui statoric, corespunzătoare fiecărei armături, se obține prin adunarea efectelor celor două sisteme de curenți [1], [2]:

$$B_{1z} = B_{1zI,\,II} + B_{1zIII}; \qquad (1)$$

$$B_{2z} = B_{2zI,\,II} + B_{2zIII}. \qquad (2)$$

Variația inducției axiale B_z este prezentată în figura 5 și se observă că ea are valori importante în apropierea vîrfului dintelui, dar scade rapid pe măsura depărtării către baza acestuia. O astfel de configurație poate fi intuită pe baza unei reprezentări simplificate de fixare a poziției sistemelor de curenți față de zona în care studiem repartiția cîmpului [4].

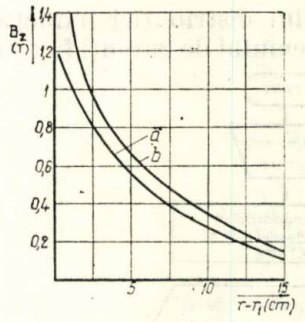


Fig. 5. Inducția axială pe înălțimea dintelui statoric, determinată de solenație:
a – stator; *b* – rotor.

3. Cîmpul axial rezultant în regim nominal

În zona frontală a turbogeneratoarelor fenomenele electromagnetice sînt analoge cu cele din zona activă a mașinii și, datorită acestui fapt, cîmpul rezultant se poate obține prin însumarea vectorială a celor două componente corespunzătoare curenților din stator și rotor, pe baza diagramei vectoriale a mașinii.

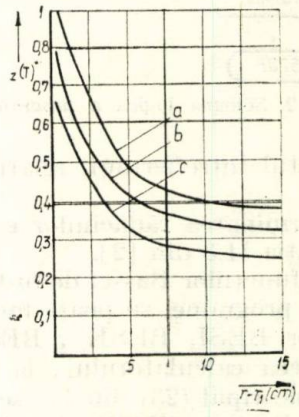


Fig. 6. Inducția axială rezultantă pe înălțimea dintelui statoric la:
a – cos $\varnothing_n = 0{,}85$ inductiv; *b* – cos $\varnothing_n = 1$; *c* – cos $\varnothing_n = 0{,}85$ capacitiv.

Variația cîmpului rezultant pe înălțimea dintelui statoric pentru cos $\varnothing_n = 0{,}85$ (inductiv), cos $\varnothing_n = 1$ și cos $\varnothing_n = 0{,}85$ (capacitiv), este reprezentată în figura 6.

După cum se observă, inducția axială are o variație aproximativ exponențială; este de remarcat că această lege de variație a inducției pe înălțimea dintelui statoric este caracteristică turbogeneratoarelor de mare putere. Odată cu variația factorului de putere de la 0,85 (inductiv) la 0,85 (capacitiv), inducția axială are o creștere rapidă; în regim capacitiv nominal, inducția axială este cu aproximativ 45% mai mare decît în regim inductiv nominal (fig. 6). Este de observat că, în aceste condiții, creșterea corespunzătoare a pierderilor frontale

este și mai importantă. De asemenea, părțile frontale se pot încălzi excesiv, ceea ce limitează puterea utilă a acestor mașini la funcționarea în sarcină capacitivă, mai înainte de atingerea limitelor impuse de condițiile de stabilitate.

4. Verificarea rezultatelor calculelor

Rezultatele calculelor efectuate au fost confruntate cu rezultatele determinărilor obținute prin altă metodă analitică, cît și prin modelarea electrocinetică a zonei frontale a turbogeneratorului [5]; determinările analitice au fost confruntate și cu rezultatele obținute prin măsurători directe efectuate pe un turbogenerator de tipul TBB—320—2 [6].

Pentru ca rezultatele obținute prin cele trei metode să poată fi comparate, ipotezele generale de calcul trebuie să fie identice; metoda analitică generală prezentată se simplifică, neglijîndu-se și aici influența ecranului și a crestării indusului.

În figura 7 sînt prezentate rezultatele obținute prin metodele amintite. Variația inducției axiale B_z este raportată la inducția nominală din întrefier la mersul în gol al mașinii B_0.

Se observă că rezultatele obținute prin cele trei metode sînt apropiate, diferențele care apar datorîndu-se ipotezelor specifice fiecărei metode: în lucrarea prezentată solenația tangențială este repartizată pe lățimea întrefierului, capul de bobină statoric este aproximat prin mai mulți cilindri, iar ecuația Laplace a potențialului magnetic scalar este rezolvată în coordonate cilindrice; în [3] solenația tangențială este concentrată pe lățimea întrefierului avînd o anumită poziție față de cele două armături, capul de bobină statoric este aproximat cu un singur cilindru, iar problema a fost rezolvată printr-o metodă specifică cîmpurilor plan-paralele.

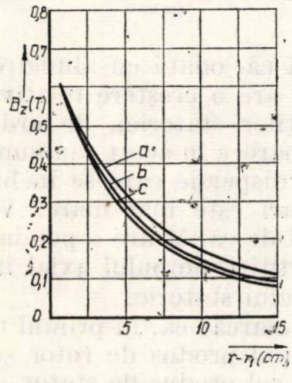


Fig. 7. Variația inducției axiale rezultante în regim nominal: *a* — metoda prezentată; *b* — metoda 4; *c* — metoda modelului electrocinetic.

Cunoscîndu-se parametrii mașinii, s-a determinat solenația tangențială statorică, iar cu ajutorul programelor 1, 2 și 3 s-a obținut inducția magnetică axială datorită sistemului de curenți corespunzător capetelor de bobină statorice, respectiv sistemului de curenți fictivi ce aproximează efectul întrefierului [1], [2], considerîndu-se mașina neecranată; cu ajutorul diagramei vectoriale a turbogeneratorului [5], s-a determinat variația inducției axiale pe înălțimea dintelui statoric la mersul în gol (fig. 8), și la scurtcircuit (fig. 9).

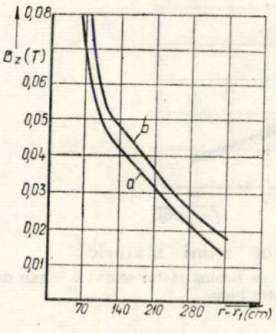


Fig. 8. Variația inducției axiale la mersul în gol: *a* — metoda analitică; *b* — măsurători directe.

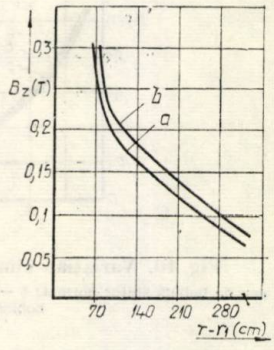


Fig. 9. Variația inducției axiale la scurtcircuit: *a* — metoda analitică; *b* — măsurători directe.

Se observă că în zona din apropierea vîrfului dintelui statoric valorile obținute pe cale analitică sînt mai mici decît cele obținute experimental cu aproximativ zece procente; pe măsură ce ne apropiem de baza dintelui diferența dintre cele două rezultate crește, ajungîndu-se pînă la aproximativ optsprezece procente.

Aceste diferențe pot proveni datorită faptului că metoda analitică nu ia în considerare efectul curenților turbionari induși, determinați de cîmpul axial, saturația dinților și efectul ecranului. Efectele amintite acționează diferit pe înălțimea dintelui statoric și, prin urmare, diferențele care apar prin utilizarea celor două metode sînt plauzibile. Totuși, este de remarcat că rezultatele obținute pe cele două căi sînt destul de apropiate pentru a confirma justețea premiselor de la care s-a pornit în [1] și [2].

5. Cîteva indicații privind predimensionarea zonei frontale a turbogeneratoarelor

În acest paragraf se prezintă rezultatele calculului distribuției cîmpului axial pe înălțimea dintelui statoric în condițiile unei geometrii variabile a capetelor de bobină și a zonei de capăt a armăturilor. Totodată, precizîndu-se modul și ponderea cu care intervin elementele geometrice considerate în determinarea cîmpului axial, se propune o metodă analitică de calcul simplificată, cu ajutorul căreia se poate determina, relativ ușor, distribuția aproximativă a cîmpului axial în zona considerată.

5.1. Calculul cîmpului axial în condițiile geometriei variabile a capetelor de bobină. S-a determinat repartiția cîmpului axial pe înăl-

ţimea dintelui statoric, considerîndu-se porţiunea dreaptă a capetelor de bobină mai lungă, respectiv mai scurtă cu 60 mm.

În figura 10 este reprezentată variaţia inducţiei axiale statorice pe înălţimea dintelui stator, deoarece are o poziţie mai apropiată de peretele frontal statoric.

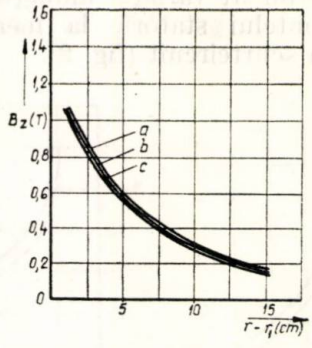


Fig. 10. Variaţia cîmpului axial statoric:
a — cap de bobină stator normal; *b* — cap de bobină stator scurt; *c* — cap de bobină stator lung.

toric, determinată în condiţiile unui cap de bobină de lungime normală (*a*), scurtat (*b*) şi alungit (*c*).

Figura 11 indică faptul că influenţa lungimii capului de bobină statoric asupra repartiţiei cîmpului în zona considerată este relativ redusă (de ordinul a două procente). Se observă că inducţia axială variază direct proporţional cu lungimea capetelor de bobină şi aproximativ uniform pe înălţimea dintelui statoric.

Efectul lungimii căpătului de bobină rotoric asupra repartiţiei cîmpului axial, în cele trei cazuri menţionate, este reprezentat în figura 11 a, b, c; inducţia axială variază şi în acest caz direct proporţional cu lungimea capului de bobină, influenţa fiind de ordinul a cinci procente.

Conform figurii 11, lungimea capului de bobină rotoric are o pondere mai mare asupra

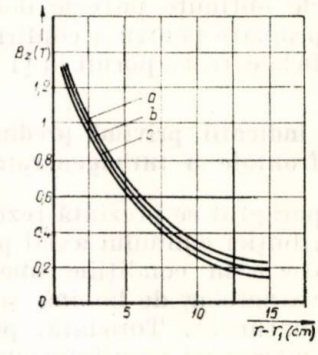


Fig. 11. Variaţia cîmpului axial rotoric:
a — cap de bobină rotor normal; *b* — cap de bobină rotor scurt; *c* — cap de bobină rotor lung.

repartiţiei cîmpului în partea superioară a dintelui statoric, deoarece în această zonă influenţa efectului de capăt este micşorată. Deci, efectul alungirii, respectiv scurtării capătului de bobină rotoric, este mai important decît la stator, deoarece are o poziţie mai apropiată de peretele frontal statoric.

În concluzie, poziţia capetelor de bobină statorice şi rotorice are o influenţă relativ redusă asupra repartiţiei cîmpului axial pe înălţimea dintelui statoric.

Prin urmare, lungimea capetelor de bobină din punctul de vedere al repartiţiei cîmpului axial pe înălţimea dintelui statoric nu prezintă un interes deosebit, geometria lor determinîndu-se în funcţie de alţi factori (ca de exemplu forţele electrodinamice).

5.2. Influenţa geometriei zonei de capăt asupra repartiţiei cîmpului axial pe înălţimea dinţilor statorici. S-a determinat repartiţia cîmpului axial în condiţiile considerării unei armături rotorice alungite cu 50 mm faţă de cea iniţială [4].

Variaţia inducţiei axiale rotorice pe înălţimea dintelui statoric la mersul în gol al maşinii (caracterizat de prezenţa excitaţiei rotorice, curentul din stator fiind nul), considerîndu-se atît armătura rotorică normală (*a*), cît şi cea alungită (*b*), este prezentată în figura 12.

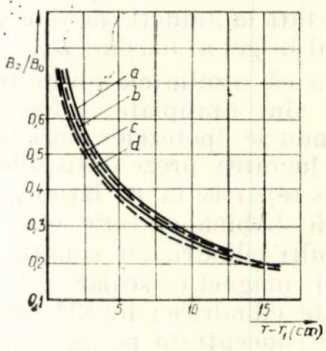


Fig. 12. Variaţia cîmpului axial rotoric la funcţionarea în gol a maşinii:
a — rotor normal; *b* — rotor alungit; *c* — rotor normal (model); *d* — rotor lung (model).

Se observă că, odată cu alungirea rotorului, cîmpul axial are o creştere relativ importantă în zona dinţilor statorici, de ordinul a zece procente, deoarece în acest caz numărul liniilor cîmpului de dispersie care se închid între cele două armături este mai mare. Variaţia geometriei zonei de capăt are o pondere mai mare asupra repartiţiei cîmpului axial în apropierea vîrfului dintelui statoric.

Este de remarcat că, în primul rînd, este influenţat cîmpul produs de rotor şi, în măsură mai mică, şi cel produs de stator.

Determinările efectuate au fost comparate cu cele obţinute pe modelul amintit anterior (curbele *c* şi *d* din figura 12); rezultatele apropiate confirmă justeţea ipotezelor de la care s-a pornit calculul influenţei alungirii armăturii rotorice asupra configuraţiei cîmpului în zona dinţilor statorici.

În concluzie, datorită influenţei relativ importante a alungirii armăturii rotorice asupra

repartiției cîmpului axial, la alegerea lungimii rotorului mașinii, pe lîngă alți factori, trebuie să se țină seamă și de faptul că un rotor mai lung determină un cîmp mai intens și invers.

5.3. Determinarea componentei axiale a cîmpului pe înălțimea dintelui statoric cu ajutorul unei metode de calcul simplificate. Determinarea componentei axiale a cîmpului pe înălțimea dintelui statoric a demonstrat că ponderea efectului întrefierului asupra configurației cîmpului este mult mai importantă decît poziția capetelor de bobină. Prin urmare, înlocuirea capetelor de bobină printr-un sistem de curenți format din solenația tangențială concentrată în mijlocul domeniului $b_1 \leqslant z \leqslant c_1$ (stator), respectiv $b_2 \leqslant z \leqslant c_2$ (rotor), cu o întoarcere concentrată în planul $z = 0$, este practic suficientă pentru a determina influența capetelor de bobină asupra repartiției cîmpului. Pentru o precizie mai mare, capul de bobină statoric poate fi înlocuit cu un sistem de curenți format din solenația tangențială concentrată în mijlocul domeniilor $z_{1\delta l} \leqslant z_{1\delta r}$, de raze $r_{1\delta\delta}$, cu o întoarcere fictivă concentrată în planul $z=0$ ($r = r_{1\delta l}$).

Efectul întrefierului se poate reproduce cu ajutorul unui sistem de curenți format din solenația tangențială concentrată pe lățimea întrefierului, cu o întoarcere concentrată în planul $z = 0$ ($r = r_{1\delta l}$). Determinarea poziției solenației tangențiale pe lățimea întrefierului este foarte importantă pentru determinarea ulterioară a cîmpului axial pe înlățimea dintelui statoric, în special cînd armătura rotorică este mai lungă decît cea statorică.

În acest scop, în urma reprezentării conforme a domeniului frontal (anexa 1 din [2]), se stabilește componenta radială a cîmpului în punctul B (fig. A.I.3a din [2]). Poziția solenației tangențiale rezultă prin satisfacerea condiției impuse, adică generarea aceluiași cîmp în punctul B.

Ținînd seamă de relația I.10 din anexa 1 a [2], și raportînd B_y la valoarea inducției din întrefier, $B_\delta = \mu_0 \cdot \theta/\delta$, rezultă inducția relativă :

$$\frac{B_y}{B_\delta} = \frac{1}{2\sqrt{\zeta + 1}}. \qquad (1)$$

De remarcat că inducția B din întrefier corespunde aceleiași solenații θ care determină și inducția B în punctul de coordonate $(\zeta, 0)$.

Determinînd valoarea cîmpului în punctul respectiv, se stabilește poziția solenației tangențiale în întrefier, astfel încît să producă același cîmp în punctul considerat.

Prin metoda imaginilor se determină acum cîmpul corespunzător solenației tangențiale în punctul B menționat (fig. 13) :

$$\frac{B_y}{B_\delta} = \frac{\delta}{\pi(r_1 - r)}. \qquad (2)$$

Poziția solenației tangențiale față de armătura statorică rezultă din expresia :

$$r = r_1 - \frac{\delta}{\pi \dfrac{B_y}{B_\delta}}. \qquad (3)$$

În aceste condiții, domeniul frontal și sistemul de curenți folosit pentru determinarea configurației cîmpului magnetic pe înălțimea dintelui

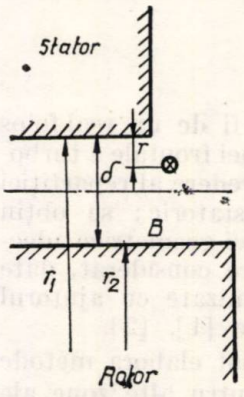


Fig. 13. Zona de capăt a mașinii.

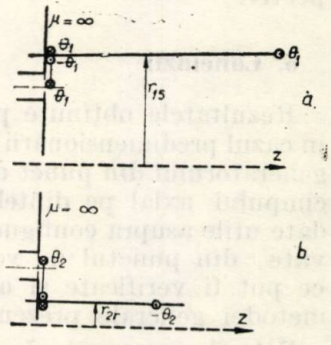


Fig. 14. Domeniul frontal : *a* — corespunzător solenației tangențiale statorice ; *b* — corespunzător solenației tangențiale rotorice.

statoric sînt reprezentate în figura 14 ; $r_{1\delta}$ corespunde unui punct aflat pe o suprafață conică situată între cele două straturi ale bobinajului statoric, la o treime din lungimea porțiunii înclinate, al cărui început se consideră în partea ieșirii conductorului din crestătură [7].

Calculul cîmpului axial pe înălțimea dintelui statoric se efectuează în acest caz cu ajutorul teoremei lui Ampére, folosind metoda imaginilor.

În figura 15 este reprezentată configurația cîmpului axial determinată cu metoda simplificată (curba *a*) și cu metoda generală prezentată anterior (curba *b*), considerîndu-se mașina neecranată.

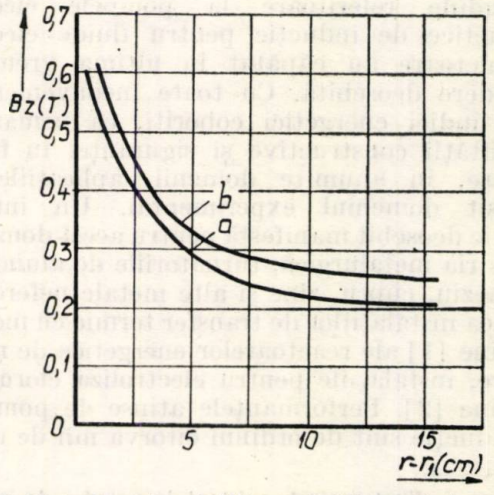


Fig. 15. Cîmpul axial pe înălțimea dintelui statoric : *a* — metoda simplificată ; *b* — metoda generală.

După cum se observă din această figură, diferenţele dintre rezultatele obţinute prin cele două metode nu depăşesc douăzeci de procente. Prin urmare, folosindu-se metoda simplificată, se poate calcula relativ uşor configuraţia aproximativă a cîmpului axial pe înălţimea dinţilor statorici, precum şi modul şi ponderea cu care intervine geometria capetelor de bobină statorice şi rotorice, geometria zonei de capăt, precum şi solenaţiile corespunzătoare celor două armături în determinarea cîmpului respectiv.

6. Concluzii

Rezultatele obţinute pot fi de un real folos în cazul predimensionării zonei frontale a turbogeneratorului din punct de vedere al repartiţiei cîmpului axial pe dintele statoric; se obţin date utile asupra configuraţiei geometrice adecvate din punctul de vedere considerat, date ce pot fi verificate şi optimizate cu ajutorul metodei generale prezentate [1], [2].

Este de remarcat că se pot elabora metode simplificate de calcul şi pentru alte zone ale spaţiului frontal al turbogeneratorului, avîndu-se în vedere, pentru fiecare caz în parte, felul în care intervin elementele geometrice specifice capetelor de bobină, zonei de capăt a armăturilor, inelului de strîngere, respectiv ecranului de cupru şi frontierele spaţiului frontal, în determinarea componentelor cîmpului magnetic în zona considerată.

Bibliografie

[1] *Sloia, D., Curiac, G.* Metodă analitică de calcul a cîmpului magnetic în zona frontală a unui turbogenerator de mare putere. În : E.E.A. — Electrotehnica, nr. 3, apr 1976, p. 111.

[2] *Sloia D., Curiac, G.* Influenţa efectului de capăt asupra cîmpului magnetic din zona frontală a unui turbogenerator. În : E.E.A. — Electrotehnica, nr. 5, iul 1976, p. 140.

[3] *Hammond, P.* The Calculation of the Magnetic Field of Rotating Machines, Part. II-The Field of Turbogenerators and Windings. În : Proc. IEE, vol. **42**, nr. 11, 1961, p. 527—538.

[4] *Sloia, D.* Studiul cîmpului magnetic caracteristic turbogeneratoarelor. Teză de doctorat, Institutul politehnic — Bucureşti, 1973.

[5] *Oprişan, P., Costică, S.* Determinarea componentei axiale a cîmpului magnetic în zona frontală a turbogeneratorului. În : Studii şi cerc. de energ. şi electr., vol. **22**, nr. 2, 1972, p. 381—397.

[6] *Boldek, A.* Metodika rasceta vectornovo magnitnovo potenţiala lobovih ceastei obmotoc electriceskih maşin. În : Electromaşinostroenie, nr. 241, 1964.

[7] *Tegopoulos, J. A.* Current Sheets Equivalent to End-Winding Currents of Turbine-Generator Stator and Rotor. In : I.E.E. Transactions on Power App. and Sys., vol. **64**, nr. 2, 1963. p. 700—706.

Intrat în redacţie la 16.XII.1976

CZ 621.65.68

ALGORITM DE OPTIMIZARE
POMPĂ PLANĂ DE INDUCŢIE
PROIECTARE

Optimizarea calculului de proiectare a pompei plane de inducţie

VIRGIL FIREŢEANU* — Bucureşti

Introducere

Studiile referitoare la pompele electromagnetice de inducţie pentru fluide electroconductoare au căpătat în ultima vreme o extindere deosebită. Cu toate inconvenientele unor indici energetici coborîţi, ca urmare a simplităţii constructive şi siguranţei în funcţionare, în anumite domenii, aplicaţiile au depăşit domeniul experimental. Un interes practic deosebit manifestă pentru acest domeniu industria metalurgică, turnătoriile de aluminiu, magneziu, cupru, zinc şi alte metale neferoase, tehnica instalaţiilor de transfer termic cu metale alcaline [1] ale reactoarelor energetice de mare putere, instalaţiile pentru electroliza clorurilor alcaline [2]. Performanţele atinse de pompele de inducţie sînt de ordinul cîtorva mii de m^3/h pentru debit, la $(3—10).10^5$ N/m^2, temperaturi ale fluidului chiar mai mari de 800°C, randament pînă la 40%, iar factor de putere 0,4—0,6 [1].

Pompele plane cu inductor bilateral se remarcă printr-o mai mare simplitate funcţională şi caracteristici energetice superioare pompelor cilindrice şi elicoidale, cu toate că acestea sînt preferabile în domeniul debitelor, respectiv presiunilor mari.

Preocupările teoretice şi experimentale permit aprecieri cantitative în privinţa influenţei fenomenelor specifice pompelor electromagnetice asupra performanţelor. Efectul de margine longitudinal, caracteristic maşinilor cu circuit magnetic deschis, trebuie considerat, în special la pompele cu debite mari, fluid de mare conductivitate şi număr mic de perechi de poli. Fie că se realizează o anumită distribuţie a bobinajului, fie că se aplică una din multiplele me-

* Ing. *V. Fireţeanu* este asistent la Catedra de ma ini electrice din I. P. — Bucureşti.

tode de compensare [1], scopul principal este acela de a reduce la minimum componenta pulsatorie a cîmpului din întrefier, care determină pierderi suplimentare și reducerea presiunii hidraulice.

Stabilirea optimului raportului dintre lățimea fluidului în canal și lățimea circuitului magnetic este deosebit de complicată, întrucît trebuie să considere cîmpul magnetic de scăpări lateral și caracterul curgerii fluidului în această zonă, așa că de cele mai multe ori lățimea fluidului se ia egală cu lățimea inductoarelor.

Repartiția neuniformă a densității curenților induși pe grosimea canalului crește odată cu conductivitatea fluidului, cu alunecarea și trebuie considerată cu deosebire la pompele pentru metale alcaline de debite mari, cu grosimi mari ale canalului și în special la pompele cilindrice.

În prima parte a lucrării se prezintă o metodă de proiectare care consideră, sau permite considerarea tuturor elementelor particulare în funcționarea și construcția pompei plane de inducție. Avînd în vedere că o astfel de mașină cu caracteristici tehnice date se poate proiecta în diverse moduri, cu diverse caracteristici geometrice și consumuri de materiale, apare problema optimizării construcției. Încercări de optimizare s-au efectuat, elementele urmărite fiind randamentul, greutatea sau diferite dimensiuni geometrice, pas polar, lățime etc. În partea a doua a lucrării se propune un algoritm pentru o tratare mai complexă a problemei optimizării cu posibilitatea de utilizare într-un domeniu foarte larg de variație a caracteristicilor tehnice și a parametrilor de optimizare. Pe baza acestui altgoritm a fost pus la punct un program de calcul pentru proiectarea optimizată cu ajutorul calculatorului numeric a pompei de inducție cu dublu inductor.

1. Proiectarea pompei electromagnetice plane de inducție

Deși principiul de funcționare este, în general, același cu cel al motorului asincron, anumite particularități constructive și funcționale fac dificilă adaptarea metodicii de proiectare a mașinii asincrone la calculul pompei de inducție. În privința calculului inductorului acesta se efectuează, în principiu, în același mod ca la mașina asincronă, cu anumite particularități. Pentru obținerea unor debite mari și asigurarea izolației termice între canal și inductor, întrefierul ajunge la pompele mari la cîțiva centimetri [1, 7]. Drept urmare, inducția în întrefier este mică, dinții și jugul se dimensionează avînd în vedere considerente tehnologice și mecanice, mai puțin solicitările magnetice, care sînt reduse.

Solicitările electrice și termice ale inductorului sînt superioare, iar fluxurile de scăpări sînt mai mari. Calculul înfășurării trebuie să considere forma acesteia în zonele de margine ale circuitului magnetic, eventualele elemente de compensare și modul de conectare a celor două secțiuni, în cazul în care pompa are inductor bilateral.

Indusul, care se deosebește fundamental ca formă de cel al mașinii asincrone, impune considerarea unor elemente aparte. Efectul transversal, variația cîmpului magnetic pe grosimea întrefierului, refularea curenților induși sînt fenomene care nu pot fi neglijate în calculul pompei electromagnetice. Alegerea lățimii indusului în comparație cu aceea a inductorului, dată fiind natura fluidă a acestuia, alegerea materialului și grosimii pereților canalului, în legătură cu caracteristicile energetice ale pompării și agresivitatea chimică a metalului fluid sînt probleme specifice calculului pompelor de inducție.

În aprecierea eficienței este necesară considerarea pierderilor hidrodinamice de presiune în canalul pompei și a celor determinate de efectul de frînare datorat componentei pulsatorii a cîmpului magnetic.

În continuare se prezintă cîteva elemente ale metodicii de proiectare a unei pompe plane de inducție cu conexiune în paralel a înfășurării celor două secțiuni ale inductorului bilateral. Se utilizează sistemul internațional de unități de măsură SI.

1.1. Date inițiale. Se precizează, caracteristicile pompei, presiunea p și debitul Q și ale sistemului de alimentare, tensiunea de fază U_{nf} și frecvența f, natura și caracteristicile metalului pompat, temperatura θ, rezistivitatea ρ_t, densitatea ρ și viscozitatea ν. Se stabilește pe baza unui calcul termic simplu grosimea izolației termice Δ_{iz} (fig. 1), materialul și grosimea pereților canalului. În cazul de față se consideră un canal metalic de rezistivitate ρ'_t și grosimea peretelui d'. Pe baza datelor indicate de literatura de specialitate se alege inducția medie în întrefier $B_{\delta m}$, randamentul η și factorul de putere

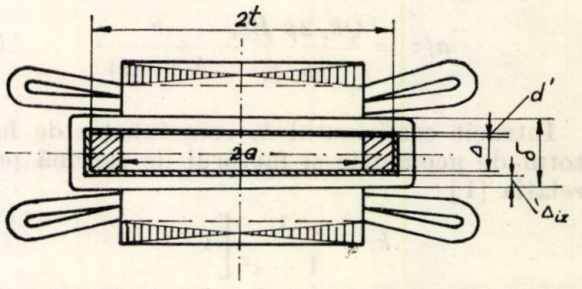


Fig. 1. Pompă plană de inducție cu șine de scurtcircuitare.

cos φ. Se alege, de asemenea, numărul de poli $2p$, factorul de geometrie a/τ (raportul dintre semilățimea pompei și pasul polar) și factorul de sarcină, ε [1].

1.2. Calculul dimensiunilor principale. Se consideră pentru început un coeficient K supra-

unitar, care ține seamă de pierderile de presiune și se determină presiunea electromagnetică :

$$p_e = Kp. \tag{1}$$

Relația de calcul a presiunii electromagnetice [1], este :

$$p_e = \frac{s \cdot k_r \cdot f \cdot 2p \cdot \tau^2 \cdot B_{\delta m}^2}{\rho t}, \tag{2}$$

unde s este alunecarea, τ — pasul polar și k_r, coeficientul de reducere a presiunii [1] datorită efectului de margine transversal.

În literatură [1] se definește mărimea adimensională $\varepsilon = \frac{\mu_0 s \omega_1}{\alpha^2 \rho_t}$ denumită factor de sarcină, în care $\omega_1 = 2\pi f$ și $\alpha = \pi/\tau$; cu adîncimea de pătrundere a cîmpului electromagnetic în indus δ_e, are forma $\varepsilon = \frac{2}{\pi^2}\left(\frac{\tau}{\delta_e}\right)^2$.

Este evident că ε caracterizează sarcina mașinii, la mersul în gol $s = 0$, rezultă $\varepsilon = 0$.

În cazul pompelor cu canal metalic și izolație termică acest factor are forma :

$$\varepsilon = \frac{\mu_0 \omega_1 (s\Delta + 2d' \rho_t/\rho_t')}{\alpha^2 \delta' \rho_t}, \tag{3}$$

unde Δ (fig. 1) este grosimea interioară a canalului și $\delta' = k_\mu . k_\delta . \delta$ întrefierul echivalent, care consideră crestarea inductorului, variația inducției pe grosimea întrefierului și saturația circuitului magnetic.

Pentru a evita curgerea turbionară în zonele laterale, din afara cîmpului magnetic, lățimea canalului pompei $2a$ se ia egală cu lățimea circuitului magnetic. Din expresiile debitului $Q = 2a\Delta v$ vitezei $v = (1-s)2f\tau$ și relațiile (2,3) rezultă :

$$\varepsilon = \frac{2\mu_0 p_e}{\pi . k_r \cdot 2p \, . \, B_{\delta m}^2 \, k_\delta k_\mu} \cdot \frac{s\Delta + 2d' \rho_t/\rho_t'}{s(\Delta + 2d' + 2\Delta_{iz})}, \tag{4}$$

$$a/\tau = \frac{Q k_r \, 2p \, B_{\delta m}^2}{4 p_e \, \rho_t} \cdot \frac{s}{\Delta(1-s)}. \tag{5}$$

Întrucît coeficientul k_r este funcție de factorul de geometrie și factorul de sarcină prin relația [1] :

$$k_r = \frac{1}{1+\varepsilon^2}\left[1 - \right.$$

$$\left. - \frac{(2m^2-\varepsilon^2) \operatorname{sh} 2m\xi + \varepsilon (2m^2+1) \sin 2n\xi}{2m\xi \sqrt{1+\varepsilon^2} (\operatorname{ch} 2m\xi + \cos 2n\xi)}\right], \tag{6}$$

unde : $m = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1+\varepsilon^2}}$, $n = \frac{\varepsilon}{2m}$ și

$$\xi = \pi a/\tau ;$$

relațiile (4) și (5) constituie un sistem cu necunoscutele s și Δ. Relația (2) determină pasul polar τ, lungimea activă a pompei este $l = 2p\tau$, lățimea, $2a = Q/(1-s)\Delta 2f\tau$ și întrefierul efectiv $\delta = \Delta + 2d' + 2\Delta_{iz}$.

Deoarece din considerente de funcționare este uneori necesară o anumită configurație a pompei, este oportună analiza parametrilor sistemului (4), (5). Pentru ε și a/τ date, aceștia sînt, inducția $B_{\delta m}$ care se poate alege între $0{,}15-0{,}4\,T$ și numărul de poli $2p$, între 4—12. În situația în care între aceste limite nu se obțin soluții convenabile, se pot considera ca parametri și factorii de geometrie și sarcină. Influența variației acestora asupra rezultatului este greu de stăpînit din cauza dependenței $k_r(\varepsilon, a/\tau)$; o analiză complexă a dependenței dimensiunilor principale în raport cu acești parametri se va efectua în paragraful privitor la optimizarea proiectării pompei.

1.3. Calculul circuitului electric și magnetic. Se calculează puterea utilă :

$$P_u = p\,Q \tag{7}$$

și curentul pe fază I_f, se impune, în funcție de sistemul de ventilație și clasa de izolație, densitatea de curent j și se calculează secțiunea bobinajului pe fază și armătură $s_1 = I_f/2j$; se determină apoi numărul de conductoare pe crestătură :

$$n_c = \frac{\pi \, B_{\delta m} \, \delta'}{m\sqrt{2}\,\mu_0 k_w I_f q}, \tag{8}$$

unde m este numărul de faze, k_w, factorul de înfășurare și q, numărul de crestături pe pol și fază. Relația (8) rezultă din dependența dintre curentul de magnetizare și tensiunea magnetomotoare [3]. Ca urmare a valorii mari a întrefierului, curentul de magnetizare este practic curentul de fază și circuitul magnetic este nesaturat, așa încît tensiunea magnetomotoare este dată practic de întrefier.

Un element aparte în calculul înfășurării îl constituie distribuția acesteia în zonele extreme, pentru care este utilă consultarea lucrărilor [1, 6, 10, 11, 15, 16]. Cea mai simplă schemă de înfășurare din punct de vedere constructiv și care realizează și o bună compensare a cîmpului pulsatoriu [4], este reprezentată în figura 2. Se determină numărul total de crestături pe armătură, care pentru soluția din figura 2 este $Z = 6pq + 3q$, pentru q par și $Z = 6pq + 3q + 1$ pentru q impar, apoi lungimea circuitului magnetic L.

1.4. Calculul parametrilor schemei echivalente (*fig. 3*). Ca urmare a deschiderii circuitului magnetic realizarea unei înfășurări trifazate simetrice, care determină performanțe optime în funcționarea sub sistem trifazat simetric de tensiune, reprezintă o problemă esențială a

pompei de inducţie. În lucrarea [1] se prezintă tipuri de înfăşurări şi mijloace de compensare a componentei pulsatorii a cîmpului din întrefier aşa încît dezechilibrul fazelor, ca urmare a poziţiilor diferite în cîmp să devină nesemnificativ. Nesimetria fazelor, datorită deformării

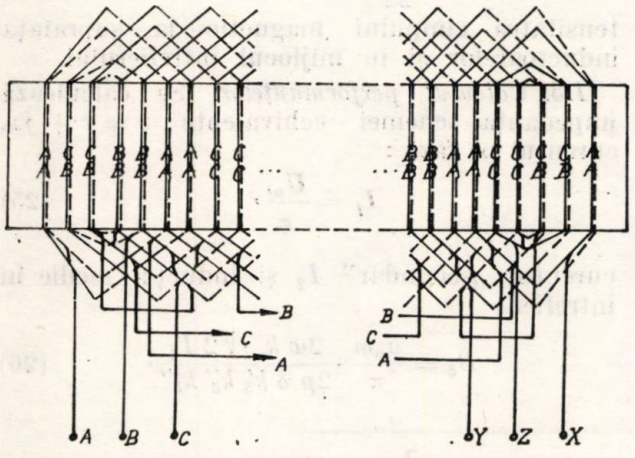


Fig. 2. Schema de înfăşurare a pompei liniare de inducţie ($q = 2$, pas diametral).

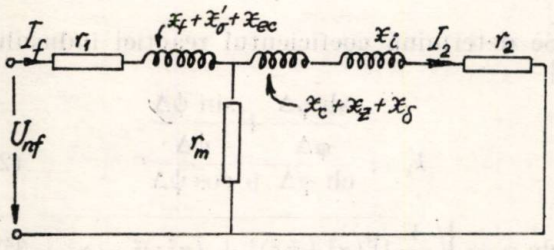


Fig. 3. Schema echivalentă serie pentru pompa plană de inducţie.

cîmpului din întrefier ca urmare a efectului longitudinal dinamic, se reduce fie prin utilizarea a trei secţiuni inductoare în serie, cu fazele conectate prin permutări, fie prin însăşi diminuarea componentelor aperiodice şi pulsatorii cu ecrane izolante longitudinale în canal, în afara zonei active la marginile de intrare şi ieşire şi dispunerea unei spire în scurtcircuit în jurul inductorului.

Calculul performanţelor unei maşini compensate, cu faze simetrice, se poate efectua pe baza unei scheme echivalente monofazate. Valoarea mare a întrefierului pompelor de inducţie face ca cuplajul magnetic dintre circuitul primar şi secundar să fie slab, iar fluxurile de scăpări să fie relativ mari. Ca urmare, utilizarea unei scheme echivalente serie pentru calculul unei astfel de maşini este mai raţională şi mai intuitivă în privinţa fenomenelor din metalul fluid, a influenţei pereţilor metalici ai canalului şi şinelor laterale de scurtcircuitare. În această schemă, elementele introduse de circuitul inductor sînt aceleaşi ca la maşina asincronă, şi anume rezistenţa înfăşurării r_1 şi reactanţele de scăpări în crestătură x_c şi la capetele dinţilor x_z, reactanţa de scăpări diferenţiale x'_σ. Scăderea fluxului inductor de la suprafaţa inductoarelor către mijlocul întrefierului se consideră prin reactanţa de scăpări a fluxului din întrefier x_δ, iar în cazul cînd înfăşurarea are elemente de compensare în serie, acestea introduc reactanţa de scăpări x_{ec}. Reactanţa x_i reprezintă combinaţia indus-întrefier, iar r_2 este elementul rezistiv corespunzător reacţiei indusului. Poziţia în schemă echivalentă a rezistenţei de pierderi în circuitul magnetic r_m, se explică prin faptul că fluxurile de scăpări corespunzătoare reactanţelor x_c, x_z şi x_δ se închid prin jug, iar pierderile determinate de acestea nu sînt neglijabile în comparaţie cu cele determinate de fluxul principal.

Configuraţia înfăşurării determină o structură aparte a cîmpului magnetic inductor; în [6] se determină, pentru înfăşurarea din figura 2, inductivitatea medie pe fază, în ipoteza curenţilor simetrici:

$$L_m = \mu_0 \frac{q \cdot t_z \cdot 2c_\delta \cdot n_c^2}{12\,\delta\, k'_\delta}(20pq^2 + 5q^2 + 4p + 1 - 12{,}25\, q^2 t_z/L), \qquad (9)$$

pentru q par şi:

$$L_m = \mu_0 \frac{t_z \cdot 2c_\delta \cdot n_c^2}{12\,\delta\, k'_\delta}[(20pq^2 + 5q^2 + 4p + 1)q - (12{,}25q^4 + 3{,}5q^2 + 0{,}25)t_z/L)], \qquad (10)$$

pentru q impar, unde t_z este pasul crestăturii $2c_\delta$, lăţimea ideală a maşinii (cu considerarea fluxului capetelor de bobină [1]), k'_δ — factorul Carter. Reactanţa fundamentalei fluxului din întrefier este:

$$x_1 = \frac{8m\mu_0 f\, 2c_\delta\, \tau (w\, k_w)^2}{\pi\, 2p\, \delta k'_\delta\, k''_\delta}, \qquad (11)$$

unde $w = pq \cdot n_c$ este numărul de spire pe fază (în zona activă) şi $k''_\delta = \dfrac{\operatorname{sh}\dfrac{\pi\delta}{2\tau}}{\dfrac{\pi\delta}{2\tau}}$, coeficientul variaţiei tensiunii magnetice, ca urmare a scăderii inducţiei pe grosimea întrefierului.

Reactanţa de scăpări diferenţiale rezultă:

$$x'_\sigma = 2\pi f L_m - x_1. \qquad (12)$$

Cu corecţia impusă de variaţia transversală a inducţiei, rezultă reactanţa fluxului primar în indus:

$$x_\Delta = \frac{2a}{2\, c_\delta \cdot k''_\delta} \cdot x_1, \qquad (13)$$

unde $k''_\delta = \dfrac{B_{max}}{B_{mediu}} = \dfrac{1}{1 - 0{,}066 \cdot \dfrac{\delta}{2a}}$ [17] (14)

și elementele reacției indusului [1]:

$$r_2 = \varepsilon . k_r . x_\Delta \; ; \tag{15}$$

$$x_2 = \varepsilon . k_x . x_\Delta , \tag{16}$$

unde:
$$k_x = -\frac{1}{1+\varepsilon^2}\left[1 - \right.$$

$$\left. - \left[\frac{\varepsilon(2m^2+1)\,\mathrm{sh}\,2m\xi - (2m^2-\varepsilon^2)\sin 2n\xi}{2m\xi\sqrt{1+\varepsilon^2}\,(\mathrm{ch}\,2m\xi + \cos 2n\xi)}\right]\right] . \tag{17}$$

În cazul în care pentru îmbunătățirea performanțelor pompei se prevăd șine de scurtcircuitare, situate în afara inductoarelor (fig. 1), mărimile k_r și k_x se calculează ca partea reală, respectiv imaginară a expresiei

$$k_s = \frac{\alpha^2}{\lambda_2^2}\left[-1 - \frac{\gamma_2\,\mathrm{ch}\,\alpha\,(t-a)\,\mathrm{sh}\,\lambda_2 a}{\lambda_2 a\,[\gamma_2\,\alpha\,\mathrm{ch}\lambda_2 a\,.\,\mathrm{ch}\,\alpha(t\quad a) + \gamma_3\,\lambda_2\,\mathrm{sh}\lambda_2 a\,\mathrm{sh}\,\alpha(t-a)}\right], \tag{18}$$

în care $\lambda_2 = \alpha\sqrt{1+j.\varepsilon_2}$, $\lambda_3 = \alpha\sqrt{1+j.\varepsilon_3}$, iar γ_2, γ_3 sînt conductivitățile metalului fluid și șinelor laterale. Mărimea ε_2 se calculează cu relația (3), iar ε_3 cu aceeași relație, în care se introduc $s=1$ și $\rho_t = 1/\gamma_3$.

Reactanța x_i este:

$$x_i = x_\Delta + x_2 . \tag{19}$$

Calculul permeanțelor de dispersie în crestătură și la capetele dinților se efectuează la fel ca la mașina asincronă, iar reactanțele corespunzătoare rezultă:

$$x_c = 4\pi\mu_0 f . w^2 . \frac{2c_\delta}{pq} . \frac{Z}{6pq} . \frac{\lambda_c}{2} \; ; \tag{20}$$

$$x_z = 4\pi\mu_0 f . w^2 \frac{2c_\delta}{pq} . \frac{Z}{6pq} . \frac{\lambda_z}{2} . \tag{21}$$

Raportul $Z/6pq$ consideră zonele extreme ale înfășurării, iar raportarea permeanțelor prin 2 este impusă de conexiunea paralel a armăturilor.

Permeanța capetelor de bobină este [1]:

$$\lambda_f = \frac{q}{2c_\delta}(l_f - 0{,}64\,\tau)\left(0{,}175 - \frac{0{,}15\delta}{\tau}\right), \tag{22}$$

unde l_f este lungimea medie a capetelor de bobină; reactanța corespunzătoare este:

$$x_f = 4\pi\mu_0 f w^2 . \frac{2c_\delta}{pq} . \frac{Z}{6pq} . \lambda_f . \tag{23}$$

Reactanța x_δ se calculează cu relația:

$$x_\delta = (k_p - 1) . x_\Delta , \tag{24}$$

unde $k_p = \mathrm{ch}\,\frac{\pi\delta}{2\tau}$ [1] este raportul dintre intensitatea cîmpului magnetic la suprafața inductoarelor și în mijlocul întrefierului.

1.5. Calculul performanțelor. Se calculează impedanța schemei echivalente $\underline{z} = r + jx$, curentul pe fază:

$$I_f = \frac{U_{nf}}{z} , \tag{25}$$

curentul „secundar" I_2 și inducția medie în întrefier;

$$B_\delta = \frac{\mu_0 m}{\pi} . \frac{2w\,k_w . \sqrt{2}\,I_2}{2p\,\delta\,k'_\delta\,k''_\delta\,k'''_\delta} . \tag{26}$$

Se determină coeficientul reacției indusului, [9]

$$k_e = \frac{\dfrac{\mathrm{sh}\,\varphi\Delta}{\varphi\Delta} + \dfrac{\sin\psi\Delta}{\psi\Delta}}{\mathrm{ch}\,\varphi\Delta + \cos\psi\Delta} ; \tag{27}$$

unde $\varphi = \sqrt{\frac{1}{2}[\sqrt{(\alpha^2+\beta_e^2)^2 + (\alpha^2\varepsilon)^2} + (\alpha^2+\beta_e^2)]}$,

$$\psi = \sqrt{\frac{1}{2}[\sqrt{(\alpha^2+\beta_e^2)^2 + (\alpha^2\varepsilon)^2} - (\alpha^2+\beta_e^2)]},$$

$$\beta_e = \pi/2a$$

și presiunea electromagnetică (fără considerarea efectului longitudinal):

$$p_1 = k_e\,k_r\,p_i = \frac{s\,k_r\,k_e f\,\tau\,l B_\delta^2}{\rho_t} . \tag{28}$$

Puterea electromagnetică este $P_e = m I_2^2 r_2$, pierderile în înfășurare, $P_{Cu} = m I_f^2 r_1$, iar puterea activă $P = P_e + P_{Cu} + P_m$, unde P_m sînt pierderile în circuitul magnetic. Factorul de putere este $\cos\varphi = r/z$, iar puterea aparentă $S = P/\cos\varphi$.

1.6. Calculul pierderilor de presiune datorită efectului longitudinal și a pierderilor hidraulice de presiune, a presiunii utile și randamentului. Se calculează coeficientul de șuntare [1]:

$$k_s = \frac{\delta}{2p\tau} + \frac{2\delta}{2a} , \tag{29}$$

coeficientul componentei pulsatorii a cîmpului din întrefier (în ipoteza $\mu_{Fe} = \infty$),

$$k_c = \frac{k_s}{1+k_s} , \tag{30}$$

şi coeficientul efectului transversal [9]

$$k_{r1} = \frac{0{,}656}{1 + \left(\frac{2p \cdot 2\tau}{2a}\right)^2}. \quad (31)$$

Coeficientul reacţiei indusului pentru cîmpul pulsatoriu k_{e1} se calculează cu relaţia (27); în calculul mărimilor φ şi ψ, factorul de sarcină ε se înlocuieşte cu $\varepsilon s_1/s$, unde $s_1 = 1 + (1-s)2p$. Cu aceste elemente pierderea de presiune determinată de efectul longitudinal este :

$$p_l = \frac{1-s}{s} k_c^2 \cdot k_{r1} \cdot k_{e1} \cdot p_i. \quad (32)$$

Pentru evaluarea pierderilor hidraulice de presiune se calculează numărul lui Reynolds,

$$\mathcal{R}e = \frac{v\Delta}{2\nu},$$

numărul lui Hartman, $\mathcal{H}a = 0{,}5\,\Delta\, B_\delta \sqrt{\frac{1}{\rho_t \rho \nu}}$ şi coeficientul de impedanţă hidrodinamică a canalului, în absenţa cîmpului magnetic [7] (formula lui Nikuradze):

$$\lambda_0 = 0{,}032 + \frac{0{,}221}{\mathcal{R}e^{0{,}237}}.$$

Pierderile hidraulice depind de regimul de curgere, care se determină pe baza criteriului [8]

$$\left[\frac{\mathcal{R}e}{\mathcal{H}a}\right]_{critic} = 130 + \frac{85\,(\beta_c^2 - 1{,}152\,\beta_c)}{\beta_c^2 + 1{,}08\,\beta_c - 2{,}72},$$

$$\beta_c = 2a/\Delta. \quad (33)$$

Coeficientul de impedanţă magnetohidrodinamică a canalului [8] are expresia :

$$\lambda = \frac{2\,\mathcal{H}a}{\mathcal{R}e}\left[1 - \frac{0{,}852}{\sqrt{\mathcal{H}a \cdot \beta_c}} - \frac{1}{\mathcal{H}a}\right]^{-1},$$

dacă

$$\left[\frac{\mathcal{R}e}{\mathcal{H}a}\right] < \left[\frac{\mathcal{R}e}{\mathcal{H}a}\right]_{critic}$$

şi :

$$\lambda = \frac{2\mathcal{H}a}{\mathcal{R}e} + \left(\lambda_0 - \frac{6}{\mathcal{R}e}\right)\left[\frac{\frac{2\mathcal{H}a}{\mathcal{R}e} - 0{,}00935}{\frac{6}{\mathcal{R}e} - 0{,}00935}\right]^{\left[1 + \left(1 + \frac{1300}{\mathcal{R}e}\right)^2\right]},$$

dacă :

$$\left[\frac{\mathcal{R}e}{\mathcal{H}a}\right] > \left[\frac{\mathcal{R}e}{\mathcal{H}a}\right]_{critic}.$$

Pierderile hidraulice de presiune sînt :

$$p_H = 2p\,\tau\,\lambda\,\frac{\rho v^2}{2}. \quad (35)$$

Rezultă presiunea utilă : $p_u = p_1 - p_l - p_H$, puterea utilă : $P_u = p_u Q$ şi randamentul pompei : $\eta = -P_u/P$.

1.7. Calculul termic şi de ventilaţie. Solicitările termice ale maşinilor de inducţie pentru pomparea metalelor în stare topită sînt deosebite, aşa încît este necesară încă din faza iniţială examinarea soluţiilor celor mai eficace de eliminare a pierderilor, pentru asigurarea temperaturii optime de funcţionare. Practic, acest calcul trebuie efectuat după, sau în paralel cu determinarea dimensiunilor principale. Sistemele de ventilaţie ale pompelor sînt extrem de variate, depind de caracteristicile metalului pompat, de construcţia pompei, condiţiile de funcţionare a maşinii, indicele de fiabilitate al instalaţiei. Calculul termic al pompelor prezintă o serie de elemente comune cu cel al maşinii asincrone, însă conţine şi anumite particularităţi. Referitor la pompa plană cu dublu inductor, cu ventilaţie forţată este utilă consultarea lucrării [18].

2. Optimizarea proiectării pompei plane de inducţie

2.1. Parametrii de optimizare. Algoritm de calcul. Calculul dimensiunilor principale, prin rezolvarea sistemului (4), (5), comportă anumite discuţii în privinţa alegerii valorilor inducţiei, numărului de poli, factorilor de geometrie şi sarcină care să determine valori cu sens fizic determinat pentru alunecare şi grosimea canalului. Teoretic, valoarea alunecării trebuie să fie pozitivă şi subunitară, practic, în limitele 0,2—0,8; din punct de vedere energetic se urmăresc soluţii cu alunecare cît mai mică, care determină un randament ridicat. Soluţiile pozitive pentru grosimea canalului au sens fizic, valorile mici determină lăţimi mari sau viteze sporite ale fluidului şi prin urmare pierderi hidraulice de presiune importante. Valori mari ale grosimii canalului implică solicitări electrice mari şi valori reduse ale factorului de putere.

O primă analiză a soluţiilor sistemului (4), (5) se efectuează în raport cu inducţia medie în întrefier.

Cu notaţiile :

$$M = 4\,\frac{a}{\tau} \cdot \frac{p_e \cdot \rho_t}{Q \cdot k_s \cdot 2p}; \quad N = \frac{k_r\,\pi 2p \cdot k_\delta \cdot k_\mu}{2\mu_0 p_e};$$

$$d_1' = 2d' \cdot \rho_t/\rho_t'; \quad \Delta_1 = 2d' + 2\Delta_{iz}; \quad B_{\delta m}^2 = \lambda,$$

se obţin ecuaţiile satisfăcute de Δ şi s :

$$(1 - N\lambda)\,\Delta^2 - (N\Delta_1\lambda - d_1')\,\Delta + \lambda d_1'/M = 0; \quad (36)$$

$$(1 - N\lambda + NM\,\Delta_1)\,\lambda s^2 - M\,(d_1' + N\Delta_1\lambda)s + Md_1' = 0. \quad (37)$$

Analiza separată a soluţiilor ecuaţiilor (36), (37) în raport cu parametrul λ, în domeniul $\lambda > 0$ conduce la concluzia că sistemul (4), (5) are soluţie dublă pentru $\lambda \in \left(\frac{d_1'}{\Delta_1} \cdot \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{N}\right)$

şi soluţie simplă pentru $\lambda > \frac{1}{N}$; dacă în aceste intervale ecuaţiile (36), (37) au rădăcini reale. Deci, în funcţie de valoarea inducţiei ar exista una sau două soluţii ale calculului de proiectare, cînd sînt precizaţi factorii de geometrie şi sarcină şi numărul de poli. Cu ajutorul calculatorului numeric au fost studiate în funcţie de λ soluţiile dimensiunilor principale, pentru o gamă largă a datelor iniţiale de calcul. Pentru $\lambda > \frac{1}{N}$, deci cînd soluţia este unic determinată, rezultă valori foarte mici ale alunecării, sub 0,12, valori mici pentru Δ, dimensiuni exagerate, viteze mari ale fluidului. Rezultate asemănătoare se obţin pentru valori ale parametrului λ în domeniul soluţiei duble, pentru soluţia cu alunecarea cea mai mică; interes practic prezintă numai soluţia cu alunecarea cea mai apropiată de unitate.

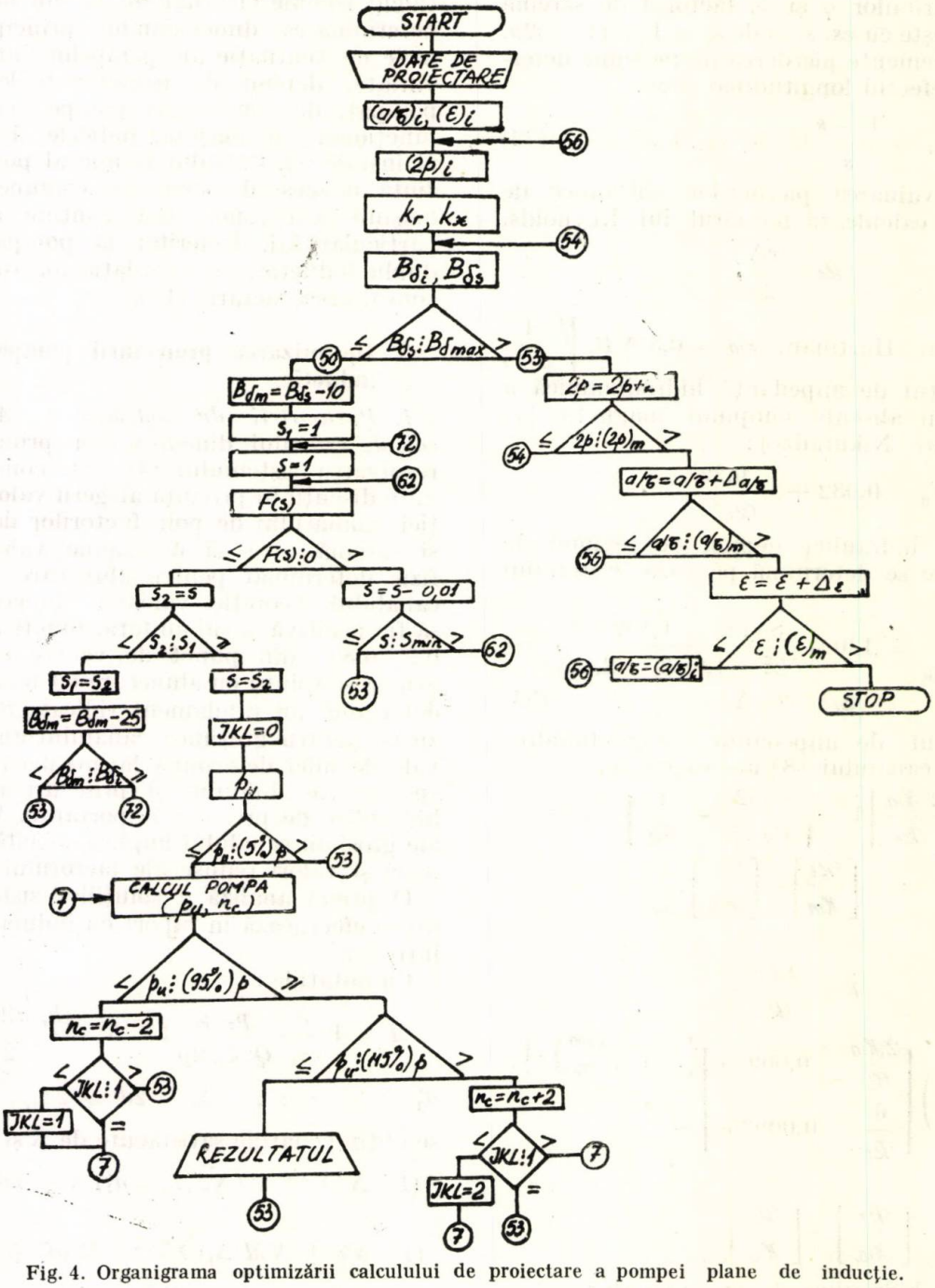


Fig. 4. Organigrama optimizării calculului de proiectare a pompei plane de inducţie.

Pentru o analiză mai amplă a rezultatelor în funcţie şi de factorii de geometrie şi sarcină şi numărul de poli s-a întocmit un program de calcul pe baza organigramei din figura 4.

Datele iniţiale sînt, în principal, cele precizate în § 2.1., în afară de inducţia $B_{\delta m}$, numărul

de poli $2p$ și factorii de geometrie și sarcină, care constituie parametrii de optimizare. Se limitează superior pe baza datelor din literatură, domeniul de valori al inducției, prin mărimea $B_{\delta max}$, în cazul în care $B_{\delta s} = \sqrt{\frac{1}{N}} > B_{\delta max}$ și se precizează limitele de variație a parametrilor de optimizare.

Rezolvarea ecuației (37) începe de la $s = 1$ pentru a obține soluția cea mai apropiată de unitate. Deoarece această soluție are un minimum în raport cu inducția, algoritmul determină minimul alunecării, dacă aceasta există pentru valori ale inducției între $B_{\delta s}$ și $B_{\delta i} = \sqrt{\frac{d}{\Delta_1} \cdot \frac{1}{N}}$.

Întrucît și soluția Δ are o variație descrescătoare la scăderea inducției, acest minimum al alunecării reprezintă o optimizare a pompei în raport cu inducția, deoarece conduce la pierderi minime în indus, indirect în inductor și factor de putere maxim.

După calculul dimensiunilor principale se introduce un criteriu de selectare a soluțiilor pe baza pierderilor hidraulice, care reține numai acele variante ale căror pierderi nu depășesc un anumit procent din presiunea de calcul.

Prin modificarea numărului de conductoare în crestătură se încadrează valoarea presiunii utile în raport cu presiunea inițială de calcul. Indicatorul de basculare (JKL) evită intrarea programului într-un ciclu nedeterminat.

2.2. Aplicație. S-a aplicat programul de calcul în vederea optimizării pompei cu caracteristicile, $p = 3.10^5 N/m^2$, $Q = 0{,}01\ m^3/s$, $U_f = 380\ V$, $f = 50\ Hz$, fluid — sodiu la 500°C, canal de oțel inoxidabil cu $d = 0{,}001\ m$, izolație termică — azbest cu $\Delta_{iz} = 0{,}004\ m$, $\eta = 0{,}2$, $\cos\varphi = 0{,}3$. Limita maximă a inducției $B_{\delta max} = 0{,}4\ T$.

Pe baza unor încercări preliminare s-au stabilit limitele de variație a parametrilor de optimizare între care se situează soluțiile optime din punct de vedere energetic (η, $\cos\varphi$, maxime); au rezultat $a/\tau = 0{,}3 - 1{,}5$; $\varepsilon = 0{,}2 - 3{,}5$ și $2p = 4 - 12$. S-au obținut 84 variante cu caracteristici în următoarele limite:

- lungimea 0,69—3,2 m;
- lățimea 0,0759—0,248 m;
- întrefierul 0,0215—0,0494 m;
- viteza fluidului 1,54—8,71 m/s;
- puterea aparentă 30,4—165 kVA;
- factorul de putere 0,153—0,501;
- randamentul 0,063—0,315;
- inducția medie în întrefier 0,158—0,35 T.

O privire de ansamblu asupra rezultatelor arată că valoarea minimă a factorului de putere corespunde valorii minime a greutății fierului și bobinajului și unei valori a inducției apropiată de limita maximă. Valorile extreme ale pierderilor hidraulice corespund extremelor de același fel ale vitezei fluidului și inducției magnetice. Pentru aceleași valori ale factorilor de geometrie și sarcină, odată cu creșterea numărului de poli cresc pierderile în înfășurare, crește factorul de putere, crește greutatea materialelor active, scade puterea aparentă.

Optimizarea construcției pompei în funcție de factorii de geometrie și sarcină, pentru $2p = 8$, va fi analizată în continuare. Este important de precizat că o dată cu creșterea factorului de sarcină domeniul de variație a factorului de geometrie, pentru care programul conduce la soluție, se deplasează către valori mici. Spre exemplu, pentru $\varepsilon = 0{,}2$ există soluții dacă $a/\tau = 0{,}9 - 1{,}5$, pentru $\varepsilon = 0{,}5$, dacă $a, \tau = 0{,}6 - 1{,}5$, iar pentru $\varepsilon = 0{,}8$, dacă $a/\tau = 0{,}3 - 1{,}2$. Se observă că limitele de variație a parametrilor ε și a/τ sînt interdependente. Pe baza datelor de proiectare se stabilesc limitele de variație a factorului de geometrie, iar în prima etapă a utilizării calculatorului se stabilesc pe bază de încărcări limitele de variație a factorului de sarcină.

Variația alunecării în funcție de a/τ și ε (fig. 5) conduce la concluzia că indici energetici superiori, care se obțin la valori mici ale alunecării, se obțin la valori ale parametrilor către limita inferioară a domeniului de variație. Grosimea inferioară a canalului (fig. 6) are un minimum care depinde puțin de parametrii a/τ și ε. Deci variante optime din punct de

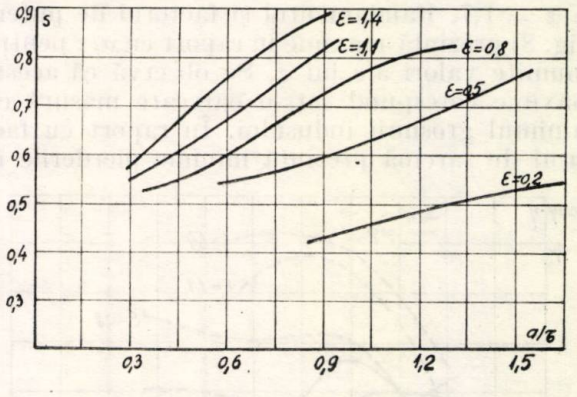


Fig. 5. Variația alunecării în funcție de factorii de geometrie și sarcină.

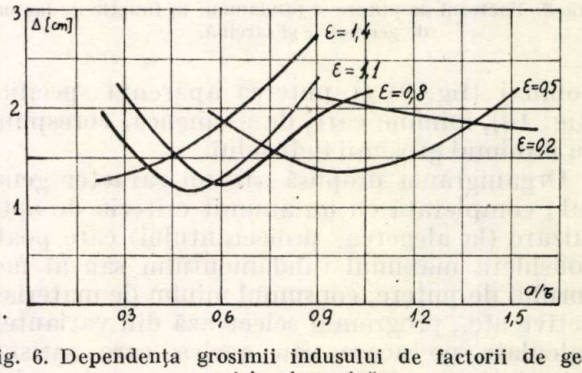


Fig. 6. Dependența grosimii indusului de factorii de geometrie și sarcină.

vedere al minimului întrefierului rezultă pentru $\varepsilon = 0{,}5$ și $a/\tau = 1$ sau $\varepsilon = 0{,}8$ și $a/\tau = 0{,}6$ sau $\varepsilon = 1{,}1$ și $a/\tau = 0{,}5$ ($\delta_{min} = 2{,}15$ cm). Lungimea, respectiv lățimea pompei (fig. 7) au valori mici către limita inferioară a lui ε,

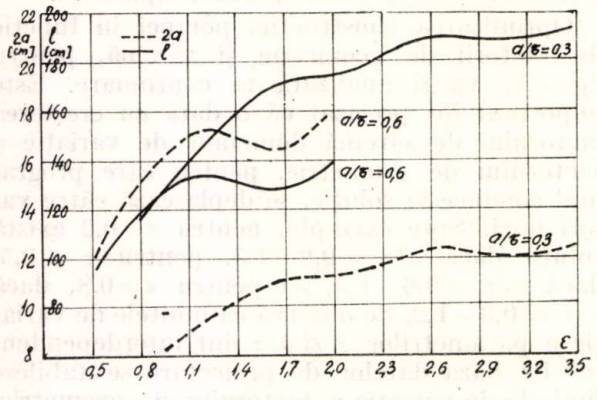


Fig. 7. Dependența lungimii și lățimii de factorul de sarcină.

creșterea în raport cu acest parametru se atenuează însă către valori mari. Variația acestor dimensiuni pentru $a/\tau = 0{,}6$ se regăsește și în variația greutății fierului și bobinajului care prezintă un maximum la $\varepsilon = 1{,}1$ și un minimum la $\varepsilon = 1{,}7$. Randamentul și factorul de putere (fig. 8) prezintă maxime în raport cu a/τ pentru anumite valori ale lui ε. Se observă că aceste maxime corespund într-o oarecare măsură cu minimul grosimii indusului. În raport cu factorul de sarcină prezintă minime pierderile în

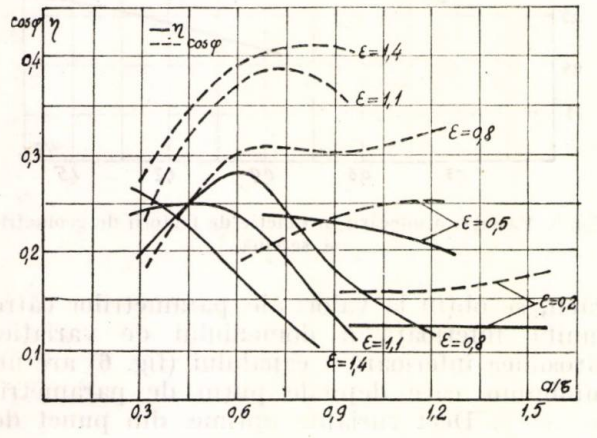


Fig. 8. Factorul de putere și randament în funcție de factorii de geometrie și sarcină.

bobinaj (fig. 9) și puterea aparentă specifică (fig. 10), minime care, de asemenea, corespund cu minimul grosimii indusului.

Organigrama propusă are un caracter general; completată cu un anumit criteriu de optimizare (la alegerea proiectantului) care poate considera maximul randamentului sau al factorului de putere, consumul minim de materiale active etc., programul selectează din variantele calculate pe aceea sau acelea care satisfac criteriul impus. Varianta cu randamentul maxim, pentru pompa cu datele precizate mai sus, rezultă pentru $a/\tau = 0{,}6$; $\varepsilon = 0{,}8$ și are lungimea 121 cm, lățimea 15,7 cm, întrefierul 2,22 cm, greutatea 120 kg, greutatea bobinajului 57,5 kg, viteza fluidului 5,22 m/s, pierderile în cupru 1,81 kW, puterea aparentă 39,2 kVA, $\cos\varphi = 0{,}302$; $\eta = 0{,}278$, alunecarea $s = 0{,}6$.

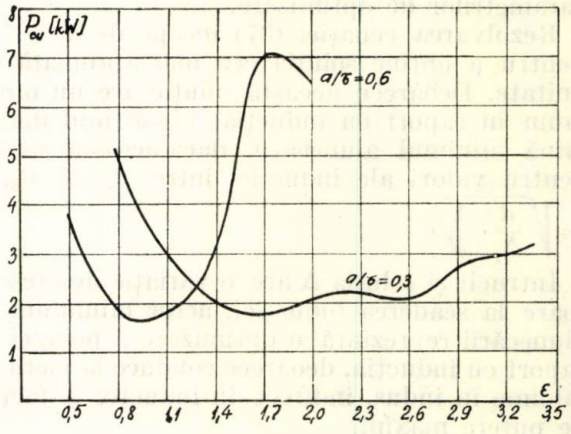


Fig. 9. Pierderile în înfășurare în funcție de factorul de sarcină.

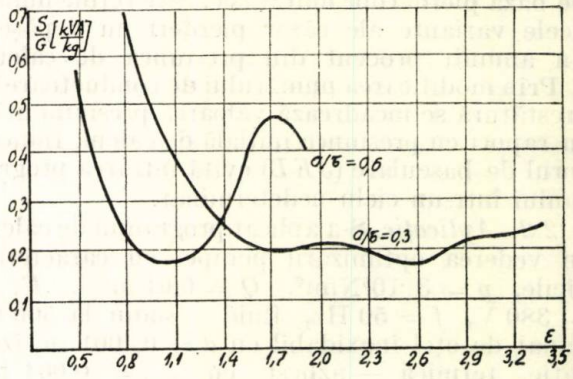


Fig. 10. Puterea aparentă specifică în funcție de factorul de sarcină.

3. Verificarea experimentală

Varianta cu randament maxim pentru $2p = 6$, cu același debit, presiune, grosime și material ale canalului și izolației termice a fost realizată la I.M.E.B. și urmează a echipa o instalație de transfer termic prin intermediul sodiului. Această pompă are lungimea circuitului magnetic 1,05 m, lățimea 0,13 m, întrefierul 0,027 m; valorile calculate ale randamentului și factorului de putere sînt $\eta_c = 0{,}27$ și $\cos\varphi = 0{,}262$, iar inducția și curentul pe fază sînt $B_{\delta c} = 0{,}22$ T și $I_{fc} = 44{,}8$ A. În conexiunea triunghi a înfășurării la funcționarea cu canalul gol (fără sodiu) la tensiunea nominală s-au măsurat curentul de linie $I_{l1} = 70{,}4$ A, $I_{l2} = 74$ A, $I_{l3} = 70{,}4$ A, și inducția magnetică în întrefier (fig. 11).

Se observă că abaterea datelor experimentale față de calcul este mai mică de 10% la curent; trebuie precizat că valoarea I_{fc} corespunde

funcţionării cu sodiu în canal. De altfel, la introducerea în canal a unei bare de cupru de dimensiuni care să simuleze electric sodiul s-a observat o creştere de numai 7,5% a curentului mediu de la gol la scurtcircuit. Diferenţa între

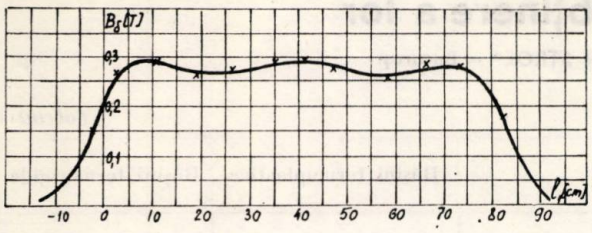


Fig. 11. Variaţia inducţiei pe lungimea pompei.

valorile celor trei curenţi se explică (fig. 2) prin aceea că spre deosebire de fazele C şi B care sînt simetrice constructiv în raport cu mijlocul pompei, înfăşurarea fazei A are o lungime mai mare şi deci o impedanţă mai mare. Se observă prezenţa componentei pulsatorii, (fig. 11), a cărei mărime este redusă ca urmare a configuraţiei înfăşurării. Aceasta asigură o scădere lentă a cîmpului inductor la margini şi prin urmare o reducere a efectelor longitudinale dinamice. Valoarea medie este $B_{\delta med}=0{,}265$ T, iar dacă se ţine seamă că drept urmare a reacţiei inducţia scade în sarcină faţă de valoarea ei în gol, rezultă că şi în această privinţă concordanţa cu experienţa este bună. Toate măsurătorile s-au efectuat la temperatura de regim a înfăşurării.

S-a efectuat o încercare de durată în regim termic nominal. La alimentare sub tensiune nominală s-au introdus în canal bare de cupru care au asigurat temperatura de regim a canalului (500°C); s-a reglat debitul de aer care realizează ventilaţia forţată a capetelor de bobină, astfel încît temperatura de regim în diverse zone să fie acceptabilă. Cu ajutorul unor termocuple cupru — constantan s-a măsurat temperatura laturei de bobină în mijlocul crestăturii (155°C), temperatura dintelui (130°C) şi a capetelor de bobină (96°C).

Deşi nu au fost efectuate încercări în condiţii reale de funcţionare, în urma celor prezentate rezultă utilitatea practică a programului de optimizare în proiectarea pompei plane de inducţie.

Bibliografie

[1] *Voldek, A. I.* Maşini magnetohidrodinamice de inducţie cu metale fluide. Leningrad Ed. Energia, 1970.

[2] *Nicolaide, A., Gogioiu, A., Taţa. M.* Study on the magnetohidrodynamic pumping of mercury in the electrolysis instation for alcaline chlorides. În: Revue Roumaine des Sciences Techniques, Electrotechnique et Energetique, tome **18**, nr. 1, 1973, p. 83—98.

[3] *Bălă, C.* Proiectarea maşinilor electrice. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.

[4] *Rascepkin, A. P.* Caracteristicile electrice ale maşinilor liniare de inducţie, cu considerarea efectelor de margine. În: Magnitnaia ghidrodinamika, nr. 2, 1968.

[5] *Voldek, A. I.* Cîmpul magnetic al inductoarelor pompelor electromagnetice liniare. În: Electromehanika, nr. 12, 1958.

[6] *Ianes, I.* Inductivităţile maşinilor cu circuit magnetic deschis. În: Lucrările I. P. Talin, seria **A**, 197, 1962.

[7] *Ohremenko, N. M.* Determinarea experimentală a impedanţei canalelor magnetohidrodinamice la curgere turbulentă sub acţiunea cîmpului magnetic călător. În: Magnitnaia ghidrodinamika, nr. 3, 1967.

[8] *Branover, G. G.* Impedanţa canalelor magnetohidrodinamice. În: Magnitnaia ghidrodinamika, nr. 4, 1967.

[9] *Ohremenko, N. M.* Fenomene electromagnetice în pompele plane de inducţie pentru metale fluide. În Elektricestvo, nr. 3, 1960.

[10] *Blake, L. R.* Pompe de inducţie şi conducţie pentru metale fluide. În: P.I.E.E., 104 A, nr. 13, 1957.

[11] *Voldek, A. I.* Compensarea cîmpului magnetic pulsatoriu în maşinile asincrone cu circuit magnetic deschis, În: Elektricestvo, nr. 4, 1965.

[12] *Kant, M., Robert, J.* Studiul preliminar al unui generator MHD cu metal fluid şi cîmp călător. În: R.G.E., nr. 6, 1967.

[13] *Tropp, E. A.* Curgerea laminară a unui fluid conductor viscos între doi pereţi plani paraleli în cîmp magnetic călător. În: Magnitnaia ghidrodinamika, nr. 4, 1968.

[14] *Vilis, L. A., Paramonov, T. A.* Asupra pierderilor de presiune la curgerea metalului fluid în canale dreptunghiulare cu pereţi conductori în cîmp magnetic transversal. În: Magnitnaia ghidrodinamika, nr. 3, 1968.

[15] *Raşcepkin, A. P.* Simetrizarea înfăşurării maşinilor de inducţie cu circuit magnetic deschis. În: Magnitnaia ghidrodinamika, nr. 2, 1966.

[16] *Voldek, A. I., Ranu, L. H., Ianes, X. I.* Direcţii noi în realizarea unor înfăşurări speciale pentru instalaţiile cu cîmp magnetic progresiv. În: Magnitnaia ghidrodinamika, nr. 2, 1966.

[17] *Krug, K. A.* Bazele electrotehnicii, vol. 1. Bucureşti, Ed. tehnică, 1952.

[18] *Risthein, E. M.* Metodica calculului termic al pompelor plane de inducţie În: Trudi TPI, seria A, nr. 197, 1962.

Intrat în redacţie la 10.I.1975

CZ 621.315.616.96

MATERIALE PULVERULENTE
TEHNOLOGII DE OBȚINERE
UTILAJE TEHNOLOGICE

Materiale pulverulente pe bază de rășini sintetice și tehnologii de obținere a lor

ELENA STROE și CONSTANTIN STROE* — București

1. Materiale plastice pulverulente și avantajele aduse de utilizarea lor

Aplicarea acoperirilor în fază de pulberi este o tehnică relativ nouă care s-a extins vertiginos în mai multe domenii, cum ar fi : industria electrotehnică de joasă tensiune, industria constructoare de mașini electrice pentru uz casnic, industria de automobile și de jucării, diverse domenii ale industriei bunurilor de larg consum, industria mobilei etc. [1].

Avantajele aduse de utilizarea materialelor plastice pulverulente ca materiale de acoperire în locul vopselelor clasice cu solvenți sînt legate de calitatea peliculelor realizate, de crearea unor condiții de lucru îmbunătățite ducînd pînă la automatizarea procesului de acoperire și de obținerea unor economii de manoperă, materiale și energie [1—4].

Toate aceste avantaje au determinat extinderea continuă a domeniilor de aplicare și implicit apariția de noi materiale pulverulente cu proprietăți specifice.

Materialele pulverulente sînt compuși sintetici (pulverizați foarte fin), formați, în principal, din rășini sintetice, agenți de întărire, flexibilizatori, stabilizatori, materiale de umplutură, pigmenți și alte materiale de adaos.

Rășinile termoplastice și termorigide care se pretează foarte bine la aplicarea sub formă de pulberi sînt prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

	Rășini termoplastice	Rășini termorigide
Produse tipice	rășini vinilice rășini poliamidice rășini poliesterice termoplastice rășini polietilenice rășini fluorocarbonate rășini polieterclorurate rășini acetobutirat de celuloză	rășini epoxidice rășini acrilice rășini poliesterice termorigide
Greutate moleculară	înaltă	relativ scăzută, dar mai mare decît la lichide
Punct de topire	înalt-foarte înalt	scăzut-mare
Pigmentare	dificilă	relativ-ușoară
Necesită primer	da	nu
Posibilități de obținere de filme subțiri	dificil	relativ ușor
Prelucrabilitate	bună	bună

Dintre produsele prezentate, materialele pulverulente pe bază de rășini epoxidice, sînt cele mai răspîndite pe plan mondial (dovedindu-se adecvate pentru utilizări în scopuri izolante la diferite piese constructive ale mașinilor electrice, precum și în alte scopuri de protecție sau decorative). Avantajele pe care le prezintă aceste materiale, sînt următoarele :

— satisfac condiții severe privind protecția suprafețelor ;

— își mențin proprietățile superioare de protecție, chiar la grosimi reduse de strat (de ordinul a 125 μm) ;

— pot fi elaborate să curgă la temperaturi mai reduse decît cele termoplastice ;

— temperaturile de coacere coborîte (pînă la 100°C) obținute cu unele sisteme epoxidice, nu se pot atinge cu alte tipuri de acoperiri pulverulente ; astfel de temperaturi nu pot fi depășite în unele domenii ale industriei electrotehnice ;

— reactivitatea mare a acestor sisteme permite scurtarea substanțială a ciclului de întărire ;

— prezintă o mai bună aderență decît rășinile termoplastice și nu necesită utilizarea primerelor de suport ;

— permit obținerea unor acoperiri netede și dure cu rezistență foarte înaltă la abraziune și decojire.

Proprietățile mai slabe privind aspectul peliculelor, la funcționare în mediu exterior, prezentate de acoperirile pe bază de pulberi epoxidice limitează din acest punct de vedere utilizarea lor.

O atenție deosebită se acordă și altor tipuri de pulberi, cum ar fi : vinilice, poliamidice, acrilice, polietilenice, politetrafluoretilenice etc.

Realizarea unui material pulverulent adecvat domeniului de utilizare, pune tehnologului chimist următoarele probleme :

— alegerea unor componente de bază care să confere materialului final proprietăți corespunzătoare ;

* Ing. *Stroe, E.* și ing. *Stroe. C.* sînt cercetători științifici la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — București.

— alegerea metodelor celor mai adecvate de amestecare și respectiv reacție care să țină cont de gradul de influență al metodei alese asupra proprietăților produsului final, dar și de o serie de factori ca: productivitate, condiții corespunzătoare de lucru;

— alegerea sistemelor de măcinare și sortare granulometrică funcție de tipul materialului plastic care urmează a fi prelucrat și de metode de aplicare recomandate, pentru realizarea peliculei.

2. Tehnologii de obținere a materialelor pulverulente

2.1. Probleme generale. Tehnologia, tehnicile și echipamentul de obținere a materialelor de acoperire sub formă de pulberi sînt asemănătoare cu acelea utilizate în mod curent în industria de mase plastice.

Polimerii întrebuințați, precum și celelalte materiale de adaos sînt, în general, produse solide, foarte rar receptura de material pulverulent conținînd și o componentă lichidă care însă este adăogată în proporție mică.

În general, fazele unui proces tehnologic de obținere a materialelor pulverulente sînt următoarele: dozare materii prime, amestecare, răcire, măcinare grosieră, măcinare fină, sortare granulometrică, ambalare.

Dispersarea și amestecarea materialelor de adaos în rășinile sintetice de bază se realizează utilizînd una din cele patru metode mai cunoscute [5—6]:

— amestecare uscată;
— amestecare combinată;
— amestecare prin pulverizare;
— amestecare în stare topită.

Gradul de amestecare influențează în mod direct asupra aspectului, luciului și proprietăților optime ale acoperirilor realizate pe bază de pulberi.

În tabelul 2 se prezintă metodele de obținere a materialelor pulverulente utilizate în prezent.

Pentru obținerea unor calități optime, echipamentul de omogenizare trebuie să posede abilitatea de a crea forțe de forfecare interne suficient de mari, în așa fel încît fiecare particulă să fie supusă la o solicitare scurtă și egală, trebuind să fie prevăzută și cu controale foarte exacte ale temperaturii pentru a maximaliza sau minimaliza după caz efectele căldurii.

Cele de mai sus conduc la concluzia că amestecătoarele de tip intermitent (de exemplu valțuri, malaxoare), care sînt utilizate la ora actuală în laboratoare sau în stații pilot, nu sînt cele mai adecvate pentru producția de pulberi, deoarece nu îndeplinesc cerința unor solicitări egale ale materialului.

Pe de altă parte, timpul de ședere în amestecător este lung, productivitatea mică, expunerea personalului este maximă. Se lucrează în șarje.

Toate aceste aspecte au determinat căutarea de noi soluții pentru realizarea unor instalații de mare productivitate și care sînt capabile să

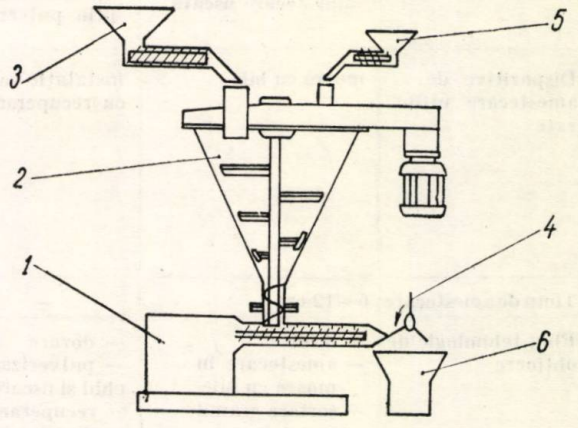


Fig. 1. Schemă tehnologică cu extruder:
1 — extruder; *2* — amestecător rapid; *3* — dozator pulbere *B*; *4* — dispozitiv granulare; *5* — dozator pulbere *A*; *6* — buncăr.

producă materiale pulverulente cu proprietăți superioare.

Experiența arată că dintre metodele utilizate pînă în prezent, metoda de amestecare în stare topită cu extruder (fig. 1), deși destul de recentă este cea mai corespunzătoare.

3. Experimentări dezvoltate la ICPE în vederea obținerii materialelor pulverulente

Cu toate că principiile de reacție privind realizarea materialelor pulverulente și metodele de prelucrare corespunzătoare au fost tratate în literatura tehnică de specialitate din punct de vedere teoretic, a fost necesară o muncă de cercetare destul de intensă pentru realizarea unui produs utilizabil.

Prima etapă a lucrărilor de cercetare, dezvoltate la ICPE, a constituit-o stabilirea rețeturii de material pulverulent, care trebuia să reunească acele componente și acele proporții de combinare a lor care să confere proprietățile scontate produsului final.

În același timp materiile prime utilizate trebuiau să fie, în principal, produse indigene.

S-au ales ca materiale de bază în alcătuirea rețeturii rășinile epoxidice.

Receptura aleasă de material pulverulent a cuprins două rășini solide de greutăți moleculare diferite (produse ale uzinei Policolor) pentru obținerea unor produse care să îmbine în mod avantajos proprietățile celor două tipuri de rășini [7].

Un alt component important al rețeturii este agentul de întărire, care trebuie să fie inactiv la temperatura camerei și să reacționeze cu rășina epoxidică la temperaturi ridicate.

Plecînd de la aceste considerente s-a ales ca agent de reticulare a rășinii epoxidice diciandiamida.

Tabelul 2

	Metoda de amestecare uscată	Metoda de uscare și amestecare prin pulverizare	Metoda de amestecare în stare topită		Amestecare combinată
			cu valț	cu extruder	
Dispozitive de amestecare utilizate	moară cu bile	instalație continuă cu recuperare	— valț cu 2 cilindri încălziți și termostatați	— extruder K_0 Kokneter — extruder cu cilindrii planetari extruder cu șnec dublu și rotație concomitentă	— recipient încălzit cu amestecare — valț cu cilindrii încălziți. — moară cu bile
Timp de amestecare	6—12 ore	—	25—45′	2—10′	—
Flux tehnologic de obținere	— dozare — amestecare în moara cu bile — sortare-granulometrică	— dozare — pulverizare lichid și uscare — recuperare solvent prin reciclare	— dozare — omogenizare pe cei doi cilindri — răcire — concasare — măcinare — sortare granulometrică	— dozare — omogenizare în extruder — răcire — concasare — măcinare — sortare granulometrică	— dozare — amestecare în fază topită. — răcire — măcinare — sortare — amestecare în fază uscată cu agent de întărire într-o moară
Avantaje	— utilaje simple și ușor accesibile — puțin costisitoare	— posibilitatea ajustării culorilor în fază lichidă — particulele rezultate; sînt mici, uniforme și sferice	— bună omogenizare — aparatura este relativ ieftină — peliculele rezultate au luciu intens	— utilaje relativ complicate — productivitate mare — condiții de lucru îmbunătățite — pulberi cu caracteristici bune	posibilitatea obținerii unor pulberi cu timp bun de stocare și timp scurt de întărire la temperaturi reduse ~ 150°C
Dezavantaje	— timp lung de amestecare — pulberile se pot separa în componenții lor deoarece fiecare particulă își păstrează indentitatea — depunerea necontrolată a pulberii face dificilă o reutilizare a ei — peliculele realizate cu aceste pulberi au luciu mai scăzut față de cele obținute prin amestecare topită — cheltuială mare de timp, lucru în șarje	— complicată — costisitoare — mai puțin utilizată pe scară largă	— lucru în șarje — lucru în spațiu deschis — productivitate relativ mică	— necesită extrudere de construcție mai specială	— tehnologie mai complicată

Introducerea în receptura de pulbere a unui material de umplutură, cum este făina de cuarț, a determinat ridicarea proprietăților mecanice și dielectrice ale peliculelor întărite și a scăzut prețul de cost al materialului.

Receptura a mai cuprins un agent de flexibilizare pigment și materiale de adaos pentru îmbunătățirea proprietăților de curgere și udare a suprafeței.

În condiții de laborator s-a utilizat pentru realizarea materialului pulverulent metoda care necesita un utilaj simplu și o tehnologie mai ușor de abordat — metoda de amestecare uscată.

Materialele de umplutură, pigmenții și ingredienții s-au uscat într-o etuvă la temperaturi cuprinse între 110 și 120°C timp de 24 de ore, pentru eliminarea urmelor de umezeală. S-au dozat apoi exact conform recepturii stabilite componenții. Amestecarea componenților adăugați s-a făcut într-o moară cu bile de laborator care a realizat pe lîngă o omogenizare

intensivă și o reducere considerabilă a granulației.

Amestecul a fost apoi încercat într-o instalație de laborator în pat fluidizat pentru stabilirea capacității de fluidizare a produsului rezultat.

Încercările s-au făcut în paralel și pe pulberi epoxidice provenite de la firme specializate cu tradiție în domeniu.

Instalația de pat fluidizat utilizată pentru încercări este prezentată schematic în figura 2.

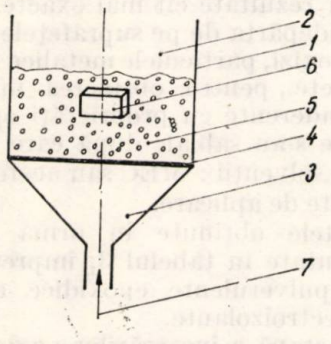


Fig. 2. Schema unei instalații de pat fluidizat:
1 — cuvă pentru fluidizare material pulverulent; *2* — partea de sus a cuvei în care se realizează fluidizarea pulberii; *3* — partea de jos a cuvei prin care se suflă aer uscat (poate conține granule de material absorbant de umiditate); *4* — placă poroasă; *5* — granulă de material pulverulent; *6* — piesă ce urmează a fi acoperită; *7* — dispozitiv de suflare cu aer sau alt gaz inert.

Materialul pulverulent este adecvat pentru acoperiri în pat fluidizat termic sau electrostatic, dacă în momentul suflării unui jet de aer uniform repartizat prin intermediul unei plăci poroase așezate la baza patului, acesta trece într-o mișcare uniformă asemănătoare cu aceea a unui lichid în fierbere [8—9].

În urma încercărilor efectuate s-a stabilit că o bună fluidizare se realizează la o compoziție granulometrică a materialului pulverulent elaborat de ICPE, cuprinsă între 80 și 200 μm.

Alte compoziții granulometrice au dat un pat fluidizat neuniform, prezentînd cratere și o ridicare neuniformă a pulberii, ceea ce s-a repercutat asupra calității peliculelor de acoperire realizate.

Încercările efectuate pe peliculă au avut ca scop stabilirea condițiilor optime de întărire pentru materialul pulverulent realizat, precum și a caracteristicilor mecanice și dielectrice ale acoperirii.

Concluziile rezultate în urma experimentărilor au arătat că procedeul ales pentru obținerea materialului pulverulent, prezintă următoarele dezavantaje:

— timpul necesar pentru amestecarea uscată a componentelor este foarte lung (6...12 ore), deci productivitatea procedeului este foarte mică;

— în procesul de amestecare, datorită unui timp îndelungat de funcționare, moara suferă o ușoară încălzire, ceea ce duce la o aglomerare a unei părți de material pe pereții acesteia;

— peliculele realizate erau mate, prezentînd neuniformități și pori;

— proprietățile fizico-mecanice și dielectrice au fost acceptabile.

Dezavantajele constatate au determinat schimbarea procesului tehnologic utilizat pentru obținerea materialului pulverulent.

Pentru caracterizarea materialului pulverulent, care urma a fi elaborat, în raport cu performanțele unor produse similare ale unor firme cu tradiții în domeniu, precum și pentru efectuarea unor experimentări cu scopul stabilirii tehnologiei de aplicare pe instalații industriale, a fost necesară realizarea unei instalații pilot care să producă cantități mai mari de pulbere.

S-a considerat că dintre tehnicile de obținere prezentate mai sus, metoda de amestecare în stare topită utilizînd pentru omogenizare și reacție un valț cu cilindrii încălziți și termostatați corespunde cel mai bine posibilităților noastre de realizare a unei instalații experimentale prin autoutilare ICPE.

Dat fiind specificul materialelor care urmau a fi prelucrate — produse termoreactive — s-au ivit o serie de probleme privind soluțiile constructive ale unor utilaje.

Aceste utilaje au fost: valț cu doi cilindri încălziți și termostatați, moară fină cu ciocane și anexe: ciclon și filtru cu saci.

Folosirea unor sisteme de rășini epoxidice — agenți de întărire, care la temperaturi de peste 60°C necesare reacției de reticulare a rășinii trec într-o stare fluidă, determină scurgerea acestora înspre părțile laterale ale cilindrilor valțului și pătrunderea lor în rulmenți.

Sub acțiunea, în continuare, a temperaturii de reacție rezultă o masă solidă care blochează utilajul. Pentru prevenirea acestei situații s-au prevăzut doi pereți laterali de etanșare care limitează spațiul de lucru între două suprafețe cilindrice (cilindrii propriu-ziși) și două suprafețe plane perpendiculare pe axa lor (pereții de etanșare).

Golirea materialului reacționat pînă la „stadiul B" de reacție a pus, de asemenea, probleme.

În general, valțurile pentru mase plastice (termoplastice) au o construcție mai simplă, materialul desprinzîndu-se în momentul final al prelucrării sub formă de foaie.

Materialul pulverulent reacționat în „stadiul B" se prezintă sub formă de pastă vîscoasă care mai curge. Scoaterea sa de pe valț se face cu ajutorul unor racluri puse sub un anumit unghi pe cilindri, care să permită scurgerea materialului în tăvile de răcire.

Soluția constructivă pentru moara fină a fost aleasă cu considerarea unor aspecte legate de natura materialelor care urmează a fi prelucrate. Pentru evitarea încălzirii în timpul funcționării și a aglomerărilor, precum și pentru prevenirea unor eventuale accidente legate de natura organică a materialelor utilizate s-a folosit transportul pneumatic. Aerul are rol de transport al pulberii din moară în ciclon și

totodată produce o răcire a elementelor în mişcare ale morii.

3.1. Proces tehnologic de realizare în instalaţia experimentală ICPE. Instalaţia realizată este compusă din următoarele :

— *utilaje principale* :
  — valţ pentru omogenizare, cu încălzire şi termostatare ;
  — concasor cu fălci pentru măcinare grosieră ;
  — moară cu ciocane pentru măcinare fină (cu anexe : ciclon şi filtru saci) ;
  — sită vibratoare ;
— *utilaje auxiliare* :
  — etuvă cu încălzire electrică ;
  — cuptor pentru preîncălzirea pieselor de acoperire şi pentru postcoacerea (polimerizarea) stratului obţinut, în cazul cînd se fac unele încercări pentru verificarea calităţii lotului.

3.1.1. Descrierea procesului tehnologic. Pregătirea materialelor inclusiv uscarea materialelor de umplutură şi a pigmentului, în cazul în care acestea nu au fost depozitate în condiţii corespunzătoare (deoarece urmele de umiditate pot duce la înrăutăţirea proprietăţilor materialului pulverulent), şi dozarea exactă a componenţilor.

Amestecarea se face pe valţ. Această operaţie are rolul, pe de o parte, de a pune în contact răşina epoxidică cu agentul de întărire pentru a reacţiona şi trece în „stadiul B", iar pe de altă parte, de a îngloba materialele de umplutură şi ceilalţi ingredienţi în răşină.

Operaţia se controlează cu atenţie, respectîndu-se cu stricteţe parametrii stabiliţi pentru a nu se produce o reacţie mai avansată a răşinii. Se continuă omogenizarea pînă la atingerea gradului de reticulare dorit. Atingerea stadiului „B" de reacţie a sistemului se controlează cu aparatul de determinare a timpului de gelifiere. Materialul este scos apoi de pe valţ în tăvi şi lăsat să se răcească la temperatura camerei, cînd devine solid şi casant. Biscuitul obţinut se sparge grosier într-un concasor pînă la bucăţi de 10...12 mm şi se introduce apoi în moara de mărunţire fină. Materialul mărunţit este aspirat în ciclon, unde la partea de jos, într-un buncăr, se adună fracţiunea mai mare de 80 μm. Fracţiunile foarte fine trec în filtru saci, iar fracţiunile colectate în buncăr se introduc într-o sită vibratoare pentru sortare. Se reţin fracţiunile cu granulaţia cuprinsă între 80 şi 200 μm şi se reintroduc în moară împreună cu o nouă şarjă de material, fracţiunile cu granulaţie mai mare de 200 μm.

3.2. Încercarea materialului pulverulent epoxidic realizat de ICPE. Materialul pulverulent realizat a fost încercat în laborator pentru determinarea caracteristicilor mecanice şi dielectrice. S-au folosit pentru orientare metodele de încercare normate pentru lacuri şi vopsele, precum şi metodele recomandate de către diverse prospecte ale unor firme producătoare de pulberi cu tradiţii în domeniu. Pentru încercări mecanice şi dielectrice s-au realizat pelicule utilizînd metoda patului fluidizat termic sau metoda patului fluidizat electrostatic.

Ca materiale de suport s-au folosit plăci de aluminiu sau oţel în funcţie de cerinţele încercării respective.

O foarte mare atenţie s-a acordat pregătirii suprafeţelor înainte de acoperire, pentru obţinerea unor rezultate cît mai exacte. Este esenţial a se îndepărta de pe suprafeţele de acoperit urmele de oxizi, particulele metalice sau de praf, grăsimile etc., pentru obţinerea unor pelicule uniforme aderente cu proprietăţi optime.

Reperele s-au sablat, după care au fost degresate cu solvenţii : MEC sau acetonă la puţin timp înainte de aplicare.

Rezultatele obţinute în urma încercărilor sînt prezentate în tabelul 3, împreună cu alte materiale pulverulente epoxidice utilizate în scopuri electroizolante.

A doua etapă a încercărilor s-a desfăşurat pe instalaţiile de aplicare ale IMEP şi IEPS, cînd s-a urmărit stabilirea tehnologiei de aplicare adecvată fiecărui tip de instalaţie, precum şi comportarea materialului realizat ca înlocuitor al produselor utilizate în mod curent de către acestea.

Primele încercări s-au efectuat pe instalaţia de epoxare tip Possis Machine Corp, a întreprinderii IMEP (fig. 3), al cărei principiu de aplicare este pat fluidizat şi pulverizare cu duze.

Instalaţia este alcătuită din trei părţi distincte : un sistem de transport şi alimentare a pulberii, un sistem de depunere cu duze şi un sistem de indexare cu patru posturi, care permite o poziţionare periodică continuă a pieselor de acoperire.

Sistemul de alimentare este alcătuit dintr-o cuvă cu capacitate de aproximativ 60 kg, prevăzută la partea inferioară cu o placă poroasă ceramică, prin care se suflă aer cu o anumită presiune (aerul este filtrat şi desumezit înainte de a fi suflat). Pentru o fluidizare optimă cuva este vibrată.

Fluidizarea din cuva mare este necesară pentru a permite transportul pulberii care ali-

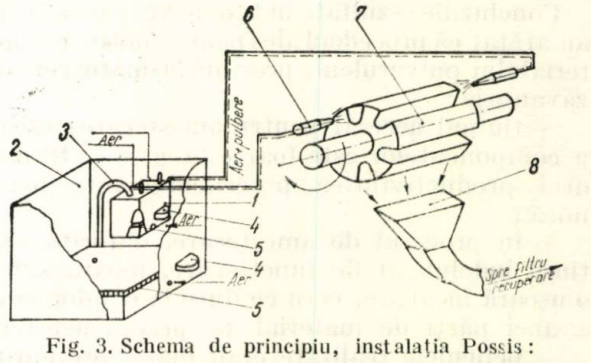


Fig. 3. Schema de principiu, instalaţia Possis :
1 — cuvă mică ; *2* — cuvă mare ; *3* — tub alimentare ; *4* — vibrator pneumatic ; *5* — placă poroasă ; *6* — duză ; *7* — rotor ; *8* — hotă absorbţie.

Tabelul 3

Tabel comparativ de caracteristici la diverse materiale pulverulente

Produs /	U/M	Araldit KU600	Araldit KU610	Araldit 183/2566	Araldit 183/2595	Scotchcast 260	Hysol DK7	Voltasint EP 11	Pulbere epoxidică I.C.P.E.
Firma — Ţara	—	C.I.B.A. Elveţia	C.I.B.A. Elveţia	C.I.B.A. Elveţia	C.I.B.A. Elveţia	3 M Minessota Europa	Hysol Division	Stolllack Austria	
Metoda de aplicare	—	sinterizare-turbionară	sinterizare turbionară	electrostatic	şpriţuire automată	şpriţuire cu duze	şpriţuire cu duze	pulverizare cu pistolul	pat fluidizat electrostatic, şpriţuire cu duze
Timpul de întărire / Temperatura	—	60′ la 180 °C 30′ la 200 °C	60′ la 180 °C 30′ la 200 °C	60′ la 180 °C 30′ la 200°C	60′ la 130°C 30′ la 150°C	10′ la 115°C 3′ la 200°C	—	12′ la 200°C 15′ la 190°C	30′ la 200°C 45′ la 190°C
Granulaţia	μm	75—250	<75	<250	<250	—	—	<100	100—200
Temperatura de înmuiere Interval de topire	°C	70—75 90—100	70—75 90—100	70—80 90—100	62—72 84—88	—	—	—200	100—110
Densitatea în grămadă	g/l	680	610	680	600	—	719	660	600—610
Elasticitatea-Ericsen	—	6—8	6—8	2—3	7—8	—	—	—	—
Constanta dielectrică	—	4,3	4,3	3,6	3,9	3,61	4,07	5,2	—
Rezistivitatea de suprafaţă	Ω cm	6.10^{15}	6.10^{15}	3.10^{14}	$9 \cdot 10^{14}$	—	$6 \cdot 9 \cdot 10^{14}$	—	—
Rigiditatea dielectrică	kV/mm	14—15 strat 1,8—2 mm	46 (0,48 mm)	31 (strat 0,8 mm)	47 (0,3 mm)	40 (0,38 mm)	32 (0,38 mm)	30	30 (0,38 mm)
Durata de stocare		12 luni la 20°C	6 luni	6—12 luni	3 luni	12 luni	6 luni	—	6—12 luni

mentează cuva de lucru. Cuva de lucru este prevăzută cu o membrană și un vibrator avînd același rol ca în cazul cuvei mari. Pe capacul superior al cuvei mici sînt așezate opt sonde de construcție specială. Prin sulflare cu aer, pulberea este aspirată de către cele opt sonde și transportată la duzele de pulverizare. Duzele sînt așezate înclinat pe direcția canalelor piesei.

Piesele preîncălzite într-un cuptor sînt așezate pe cele patru posturi ale indexorului. Materialul pulverulent este suflat prin duze pe piesa care este într-o mișcare de rotație programată. După acoperire este acționat indexorul, care scoate din zona de lucru piesa acoperită, permițînd reluarea ciclului.

S-au încercat trei tipuri de rotoare care se izolau cu pulbere tip Hysol DK 7 adusă din import (SUA). Aceste tipuri de rotoare au fost : EA 3 (rotor pentru electromotoare aerotermă) ; EP 3 (rotor pentru electromotor ștergător de parbriz) ; EP 1 (rotor pentru electromotor ștergător de parbriz).

Cele trei tipuri de rotoare s-au izolat folosindu-se tehnologia prezentată în tabelul 4.

Tabelul 4

Caracteristici	U/M	Tip EP–1	Tip EP–3	Tip EA–3
		Rotor pentru ștergătoare de parbriz cu ancoșe înclinate	Rotor pentru ștergătoare de parbriz cu ancoșe drepte	Rotor pentru aeroterme cu ancoșe drepte
Temperatura în zona de fund a cuptorului	°C	300	260	260
Temperatura în zona de ieșire a cuptorului	°C	320	350	350
Numărul depunerilor		1	1	1
Timpul de expunere a reperului la aplicarea cu duză	s	14	16	14
Timpul de polimerizare	min	25	25	25

Rotoarele izolate cu material pulverulent elaborat la ICPE au fost apoi supuse fluxului tehnologic obișnuit.

Rezultatele obținute fiind bune s-a trecut la experimentări pentru stabilirea tehnologiei de aplicare pe instalația tip SAMES a IEPS (fig. 4). S-au stabilit următorii parametri tehnologici : timp de depunere un strat : 15 minute ; timp de polimerizare un strat : 20 secunde la 190°C ; timp de depunere al doilea strat : 15 secunde ; timp de polimerizare al doilea strat : 45 minute la 190°C.

S-au izolat 400 de statoare cu material pulverulent epoxidic ICPE, care au fost apoi supuse fluxului tehnologic obișnuit. Încercările electrice la care au fost supuse reperele izolate au dat rezultate bune. Statoarele izolate au fost introduse în fluxul tehnologic obișnuit. Rezultatele bune obținute la încercări au dus la omologarea materialului pulverulent realizat de ICPE.

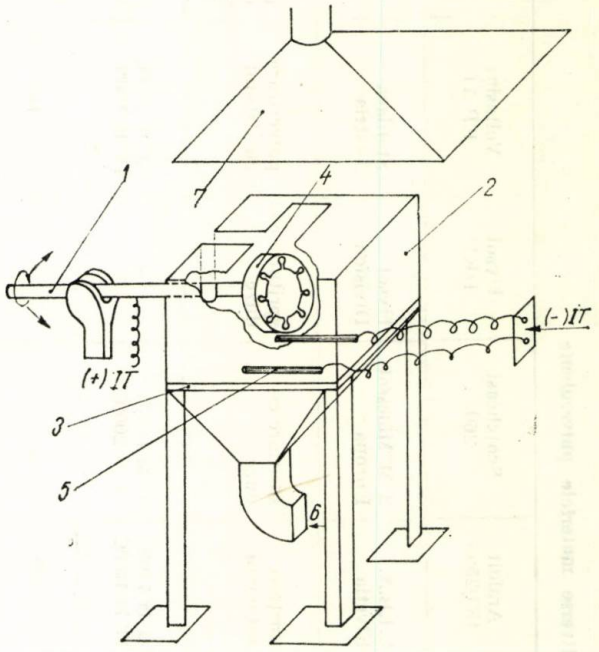


Fig. 4. Schema instalației de acoperire în pat fluidizat electrostatic :
1 – dispozitiv de rotire și basculare a statorului ; *2* – cuvă de fluidizare a pulberii ; *3* – placa poroasă ; *4* – stator ; *5* – electrozi ; *6* – aer pentru fluidizare dezumezit ; *7* – hotă ; *IT* – bornă de înaltă tensiune.

O serie de dezavantaje ale procedeului de obținere ca : lucrul în șarje ; capacitatea redusă a utilajului de amestecare (valț de laborator) ; expunerea operatorului la condiții ceva mai dificile de lucru ; productivitatea mică a instalației, au determinat continuarea cercetărilor pentru găsirea unei soluții mai bune.

S-a constatat că un proces tehnologic care să corespundă atît din punct de vedere al productivității, cît și din punct de vedere al calității produselor realizate, este un proces tehnologic continuu pe faze cu extruder.

Extruderele utilizate în mod curent pentru prelucrări mase plastice (termoplastice) au o construcție adaptată specificului acestor tipuri de produse.

Soluția constructivă pentru extruderele utilizate la producerea materialelor pulverulente, pe bază de rășini termoreactive, trebuie să țină seamă de natura acestora, care la temperaturi de reacție prelungite, pot trece într-o structură tridimensională, termorigidă insolubilă și in-

fuzibilă. Ele nu mai pot fi reînmuiate la temperaturi mai ridicate și pot bloca utilajul.

Se utilizează extrudere cu carcasă divizată, care poate fi desfăcută în cazuri extreme și curățate. Este recomandat ca extruderul să fie înzestrat cu un sistem de răcire, pentru ca în situația unor accidente (cum ar fi, de exemplu întreruperea curentului) să producă o răcire bruscă a utilajului, oprind reacția.

Cercetarea va continua cu stabilirea și realizarea unei intalații cu flux continuu de produs materiale pulverulente.

Concluzii

● Lucrările de cercetare dezvoltate la ICPE în domeniul materialelor pulverulente, finalizate cu realizarea unui produs epoxidic înlocuitor al produselor similare importate pînă în prezent, certifică eforturile depuse și îndreptățesc continuarea cercetării în vederea diversificării tipurilor de pulberi și a domeniilor de utilizare corespunzătoare.

● Preocupările privind asimilarea de noi produse cu caracteristici specifice determină intensificarea eforturilor pentru realizarea unor instalații de acoperire corespunzătoare produselor elaborate, care necesită tehnologii specifice de acoperire.

● Încercările efectuate pe epruvete ca și pe tipuri de motoare electrice izolate cu pulberi epoxidice, atestă caracteristicile izolante ale produselor realizate cu o menținere a calității lor în timp.

Bibliografie

[1] *Kul, S.* Revetements par poudres realistes d'ajuourd'hui premesses pour l'avenir. În: Galvano-Organo, feb 1973, nr. 430, p. 165.

[2] *Tănăsescu Fl. T.* Tehnologii de acoperire a suprafețelor metalice prin pat fluidizat și pudrare electrostatică. În: Electrotehnica, nr. 1, 1974, p. 3.

[3] *Tănăsescu, Fl. T.* Două electrotehnologii deosebit de promițătoare pentru acoperirea suprafețelor: pudrarea electrostatică și lăcuirea prin electroforeză. În: Electrotehnica, Electronica și Automatica, nr. 6, august 1975.

[4] *Stroe, E., Bola, A., Stroe, C.* Materiale pulverulente pentru izolații. Documentație ICPE, dec 1973.

[5] *Esch, F. P.* Rapid growth predicted par epoxy powder coatings. În: PVP, aprilie 1972.

[6] *Jacopin, S.* Powder coating technology. În: PVP, dec 1973, p. 33—37.

[7] *Nepomeniascii, A. I.* Pocritia na asnove poroşcovo-obraznih epoxidnih smol. În: Lakokras ocinlie material i ih primenenia, nr. 1, 1967, p. 12.

[8] * * * Das Wirbelsinterverfahren — eine neue Methoden der elektrischen isolierung. În: Elektrie, nr. 7, 1965, p. 298—302.

[9] *Lee, H., Neville, K.* Handbook of epoxy resins. Ed. Mc. Graw, 1967.

[10] *Joachim König, H., Gemmer, Er.* Die elektrostatische Pulverbeschichtung. În: Farbe und Lack **79**, nr. 9, 1973.

[11] *Hess, K. M.* Kontinuierliches Herstellen von Kunststoff-Beschichtungs pulvern. În: Kunststoffe, Bd. **64**, nr. 2, 1974, p. 54—57.

[12] * * * Grundisolierung mit Pulverharzen. În: ETZ—B, vol. **22**, nr. 17, 1970, p. 415—416.

Intrat în redacție la 27.IV.1976

CZ 621.30.011.1

FUNCȚII SPLINE
ELEMENTE NELINIARE

Folosirea funcțiilor spline la rezolvarea problemelor neliniare

CONSTANTIN GHIȚĂ* — București

Studiul circuitelor neliniare conduce la rezolvarea unor ecuații sau sisteme integrodiferențiale neliniare, rezolvare care în majoritatea cazurilor se face aproximativ. Erorile care apar în astfel de cazuri sînt, în general, de două categorii; unele provin din modul aproximativ de stabilire a ecuațiilor circuitului neliniar, luînd în seamă expresiile aproximative ale caracteristicilor elementelor neliniare, iar altele provin din însăși metoda de rezolvare a ecuațiilor respective.

O problemă esențială în obținerea unor rezultate corecte este aceea a găsirii unor funcții care să aproximeze analitic cît mai bine caracteristicile, obținute experimental, ale elementelor neliniare. Cele mai folosite funcții de exprimare analitică a caracteristicilor neliniare sînt funcțiile exponențiale, hiperbolice, trigonometrice, logaritmice, polinomiale [1] — [5] și în ultimul timp, funcțiile spline [6]. Acestea din urmă nu prezintă dezavantajul funcțiilor polinomiale de a oscila în jurul nodurilor, de asemenea, față de reprezentarea cu ajutorul segmentelor de dreaptă, funcțiile spline sînt mult mai indicate deoarece, în noduri, au primele două derivate continue.

În această lucrare se prezintă modul de aproximare a caracteristicilor elementelor neliniare cu ajutorul funcțiilor spline, precum și două aplicații ale folosirii splinurilor: la echivalarea schemelor cu elemente neliniare conectate în serie sau în paralel și la scrierea ecuațiilor circuitelor neliniare.

1. Funcții spline

Să presupunem că avem de găsit expresia analitică a caracteristicii $y = f(x)$ a unui element neliniar pe intervalul închis $[u, v]$, dîn-

* Ing. *C. Ghiță* este asistent la Institutul politehnic din București.

du-se valorile $y_0, y_1, y_2, \ldots, y_n$ ale funcției neliniare y în $n+1$ noduri definite de diviziunea $u = x_0 < x_1 < \ldots < x_n = v$. Splinul căutat $y = f(x)$ este definit pe intervalul $[u, v]$ în felul următor :

$$y = \begin{cases} f_1(x), & x \in [x_0, x_1] \\ f_2(x), & x \in [x_1, x_2] \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ f_n(x), & x \in [x_{n-1}, x_n]. \end{cases} \quad (1)$$

Pe intervalul de definiție $[u, v]$, funcția neliniară y este continuă împreună cu primele două derivate, iar pe subintervalul $[x_{k-1}, x_k]$, $k = 1, 2, \ldots, n$ funcția $f_k(x)$ este o cubică și are următoarea expresie [6] :

$$f_k(x) = \frac{1}{6\delta_k}[A_{k-1}(x_k - x)^3 + A_k(x - x_{k-1})^3 + (x_k - x)(6y_{k-1} - A_{k-1}\delta_k^2) + (x - x_{k-1})(6y_k - A_k\delta_k^2)], \quad (2)$$

în care $A_0, A_1, \ldots, A_n$ sînt $n+1$ constante arbitrare, iar $\delta_k = x_k - x_{k-1}$. Din condiția de curbură minimă a splinului căutat rezultă în primă aproximație $A_0 = A_n = 0$. Restul constantelor $A_1, A_2, \ldots, A_{n-1}$ se determină dintr-un sistem tridiagonal, a cărui rezolvare se dă în anexa 1.

2. Echivalarea schemelor cu elemente neliniare

În acest paragraf se tratează problema echivalării unui ansamblu de N elemente neliniare grupate în paralel sau în serie printr-un singur element neliniar. Atît caracteristicile fiecărui element neliniar, cît și caracteristica echivalentă se reprezintă sub formă de splinuri.

2.1. Elemente conectate în paralel. Fie N elemente neliniare (bobine neliniare, rezistențe neliniare etc.) conectate în paralel (fig. 1a), ale căror caracteristici neliniare se prezintă în figura 1b. Fiecare din cele N caracteristici se reprezintă analitic cu ajutorul unui splin format din n cubice, splin pentru determinarea

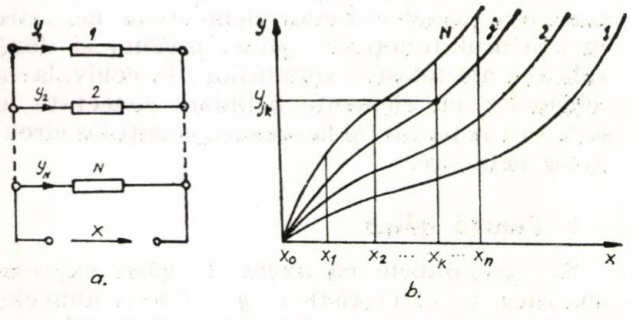


Fig. 1. Elemente neliniare conectate în paralel.

căruia sînt necesare $n+1$ puncte experimentale. Determinarea caracteristicii echivalente a celor N elemente neliniare grupate în paralel se poate face dacă se cunosc, deci, $N(n+1)$ puncte experimentale, cîte $n+1$ pentru fiecare element. Cele $N(n+1)$ puncte se aleg așa cum se arată în figura 1b ($n+1$ șiruri, fiecare șir conținînd puncte avînd aceeași abscisă) și au coordonatele notate ca în matricea de mai jos.

$$\begin{bmatrix} x_0 & x_1 & x_2 & \ldots & x_n \\ y_{10} & y_{11} & y_{12} & \ldots & y_{1n} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ y_{N0} & y_{N1} & y_{N2} & \ldots & y_{Nn} \end{bmatrix}_{N+1,\ n+1} \quad (3)$$

În matricea (3) cu $N+1$ linii și $n+1$ coloane, în prima linie se dau valorile comune ale abscișelor, iar în următoarele linii se dau valorile corespunzătoare ale ordonatelor pentru caracteristicile neliniare $1, 2, \ldots, N$.

Relația (1) de definiție a splinului $y = f(x)$ se poate exprima pentru simplificarea scrierii, mai compact, sub următoarea formă echivalentă :

$$y = \sum_{k=1}^{n}\left[f_k(x)\,1(x_k - x)\prod_{m=1}^{k} 1(x - x_{m-1})\right] = \sum_{k=1}^{n} f_k(x)\,\psi_k(x), \quad (4)$$

în care funcția treaptă unitate $1(x-a)$ se definește astfel :

$$1(x-a) = \begin{cases} 0, & x \leqslant a \\ 1, & x > a, \end{cases} \quad (5)$$

iar funcția $\psi_k(x)$ egală cu produsul a $k+1$, funcții treaptă unitate, realizează selecția funcției $f_k(x)$, cînd variabila aparține subintervalului $[x_{k-1}, x_k]$. De multe ori pentru a rezolva o problemă neliniară este necesar să se exprime caracteristicile elementelor neliniare atît sub forma directă (4), cît și sub forma inversă de mai jos :

$$x = \sum_{k=1}^{n} \eta_k(y)\,\psi_k(y). \quad (4')$$

Funcționarea în regim staționar a celor N elemente neliniare grupate în paralel, caracterizate de matricea (3) este descrisă de următoarele ecuații [7] :

$$\begin{cases} x_j = x, \ (j = 1, 2, \ldots, N) \\ y_j = f_j(x), \ (j = 1, 2, \ldots, N) \\ y = \sum_{j=1}^{N} y_j. \end{cases} \quad (6)$$

Ţinînd seamă de relaţiile (4) se găseşte expresia caracteristicii neliniare a elementului echivalent, cu cele N elemente grupate în paralel, de forma :

$$y = \sum_{j=1}^{N} \sum_{k=1}^{n} f_{jk}(x)\, \psi_k(x), \tag{7}$$

în care : cu $f_{jk}(x)$, $(j = 1, 2, \ldots, N;\ k = 1, 2, \ldots, n)$ s-a notat expresia caracteristicii elementului neliniar j pe subintervalul $[x_{k-1}, x_k]$. Pentru deducerea funcţiilor $f_{jk}(x)$ trebuie calculate în prealabil, valorile celor $N(n+1)$ constante A_{jk}. Cu ajutorul relaţiei (2), expresia (7) se scrie sub următoarea formă echivalentă :

$$y = \sum_{k=1}^{n} \frac{1}{6\delta_k} \Big[\widetilde{A}_{j,\,k-1}(x_k - x)^3 + \widetilde{A}_{jk}(x - x_{k-1})^3 + (x_k - x)(6\widetilde{y}_{j,\,k-1} - \widetilde{A}_{j,\,k-1}\delta_k^2) + (x - x_{k-1})(6\widetilde{y}_{jk} - \widetilde{A}_{jk}\delta_k^2) \Big] \psi_k(x), \tag{8}$$

în care s-au făcut notaţiile :

$$\widetilde{y}_{jk} = \sum_{j=1}^{N} y_{jk}, \quad \widetilde{A}_{jk} = \sum_{j=1}^{N} A_{jk}. \tag{9}$$

2.2. Elemente conectate în serie. Se presupune că cele N elemente neliniare sînt grupate în serie (fig. 2). Ecuaţiile de funcţionare în regim staţionar a acestor elemente sînt următoarele :

$$\begin{cases} y_j = y, \ (j = 1, 2, \ldots, N) \\ x_j = \eta_j(y), \ (j = 1,2, \ldots, N) \\ x = \sum_{j=1}^{N} x_j, \end{cases} \tag{10}$$

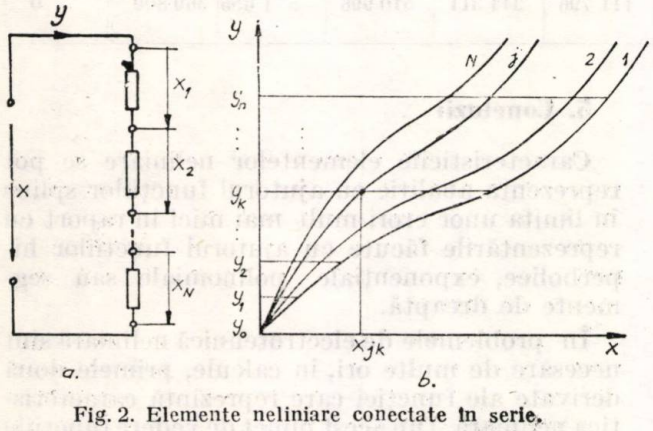


Fig. 2. Elemente neliniare conectate în serie.

Problema se rezolvă ca şi în cazul elementelor neliniare grupate în paralel, cu deosebirea că acum se află expresia caracteristicii echivalente sub forma :

$$x = \sum_{j=1}^{N} \sum_{k=1}^{n} \eta_{jk}(y)\, \psi_k(y), \tag{11}$$

iar matricea datelor experimentale se scrie astfel (fig. 2.b) :

$$\begin{bmatrix} y_0 & y_1 & y_2 & \ldots & y_n \\ x_{10} & x_{11} & x_{12} & \ldots & x_{1n} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ x_{N0} & x_{N1} & x_{N2} & \ldots & x_{Nn} \end{bmatrix}_{N+1,\ n+1}. \tag{12}$$

3, Scrierea ecuaţiilor circuitelor neliniare folosind funcţiile spline

Pentru rezolvarea problemelor neliniare se reprezintă analitic caracteristicile diverselor elemente cu ajutorul funcţiilor spline şi apoi se folosesc calculatoarele electronice pentru soluţionarea ecuaţiilor obţinute. Relaţii similare cu (4) se pot scrie şi pentru derivatele de ordinul întîi şi doi ale funcţiei y, cum se arată mai jos :

$$\begin{cases} \dfrac{dy}{dx} = \sum_{k=1}^{n} \dfrac{df_k}{dx}\, \psi_k(x) \\ \dfrac{d^2y}{dx^2} = \sum_{k=1}^{n} \dfrac{d^2f_k}{dx^2}\, \psi_k(x), \end{cases} \tag{13}$$

relaţii obţinute după efectuarea operaţiilor de derivare în (1).

Se consideră o reţea neliniară compusă din N noduri, 0 ochiuri şi L laturi. Modelul matematic dinamic al reţelei este următorul :

$$\sum_{p \in s} i_p(t) = 0, \ (s = 1, 2, \ldots, N-1), \tag{14}$$

$$\sum_{q \in 0} \left(u_{rjq} + \frac{d\varphi_{jq}}{dt} + u_{cjq} = u_{ej}(t), \right.$$

$$(j = 1,2, \ldots, L - M + 1). \tag{15}$$

Relaţia (15) este scrisă pentru ochiul j al reţelei, ochi care are q laturi. Cu u_{rjq}, φ_{jq}, u_{cjq}, u_{ej} s-au notat tensiunea la bornele rezistenţei, respectiv fluxul magnetic total al bobinei, tensiunea la bornele condensatorului şi tensiunea electromotoare exterioară. Presupunem că în reţeaua neliniară capacităţile sînt liniare, iar rezistenţele şi bobinele sînt neliniare. Cu ajutorul funcţiilor spline se reprezintă caracteristicile neliniare ale rezistenţelor, respectiv bobinelor sub forma următoare :

$$\begin{cases} u_{rjq} = \xi_{jq}(i_{jq}) = \sum_{l=1}^{m} \xi_{jql}(i_{jq})\, \psi_l(i_{jq}) \\ \varphi_{jq} = g_{jq}(i_{jq}) = \sum_{k=1}^{n} g_{jqk}(i_{jq})\, \psi_k(i_{jq}). \end{cases} \tag{16}$$

Pentru bobinele neliniare adesea se lucrează cu caracteristica neliniară atît în coordonate flux-curent (φ, i), cît şi în coordonate inducţie magnetică—cîmp magnetic (b, h). Se exprimă tensiunile u_{cjq} în funcţie de capacităţile liniare C_{jq}, apoi se derivează în raport cu timpul relaţiile (15) şi se găsesc, după cîteva calcule simple, ecuaţiile reţelei neliniare, folosind funcţiile spline, cum se arată mai jos

$$\sum_{q\in\Theta}\left[\frac{\mathrm{d}^2 i_{jq}}{\mathrm{d}t^2}\sum_{k=1}^{n}\frac{\mathrm{d}g_{jqk}}{\mathrm{d}i_{jq}}\psi_k(i_{jq})+\left(\frac{\mathrm{d}i_{jq}}{\mathrm{d}t}\right)^2\cdot\right.$$

$$\left.\cdot\sum_{k=1}^{n}\frac{\mathrm{d}^2 g_{jqk}}{\mathrm{d}i_{jq}^2}\psi_k(i_{jq})+\frac{\mathrm{d}i_{jq}}{\mathrm{d}t}\sum_{l=1}^{m}\frac{\mathrm{d}\xi_{jql}}{\mathrm{d}i_{jq}}\psi_l(i_{jq})+\frac{i_{jq}}{C_{jq}}\right]=$$

$$=\frac{\mathrm{d}u_{ej}}{\mathrm{d}t},\ (j=1,2,\ldots,L-N+1). \quad (17)$$

În anexa 2 se prezintă o aplicaţie a folosirii splinurilor în cazul unei bobine neliniare cu miez de fier.

4. Exemple de calcul

Caracteristica magnetică $h=\mathrm{f}(b)$ a unei bobine neliniare cu miez de fier este reprezentată în figura 3. Presupunem că splinul care aproximează această caracteristică este format din 10 cubice (n=10) şi se deduce alegînd 11 puncte aparţinînd caracteristicii magnetice, ale căror coordonate sînt trecute în tabelul 1. Valorile constantelor $A_0, A_1, \ldots A_{10}$ care determină splinul căutat se află uşor. Aceste valori se trec, de asemenea, în tabelul 1. Pentru comparaţie s-a aproximat aceeaşi caracteristică magnetică şi cu ajutorul altor funcţii, şi anume: cu ajutorul funcţiei exponenţiale $h=0{,}027\,(e^{5{,}4b}-1)$, cu ajutorul funcţiei sinus hiperbolic $h=0{,}063\ \mathrm{sh}\ 5{,}5b$ şi cu ajutorul funcţiei polinomiale de gradul 11: $h=-81{,}712\,b+697{,}32b^3-1148{,}4\,b^5+770{,}37\,b^7-230{,}53\,b^9+25{,}938\,b^{11}$.

În figura 3 se tratează graficele caracteristicii magnetice pentru toate aceste cazuri. Se vede că funcţiile spline aproximează cel mai bine caracteristica magnetică a bobinei cu miez de fier.

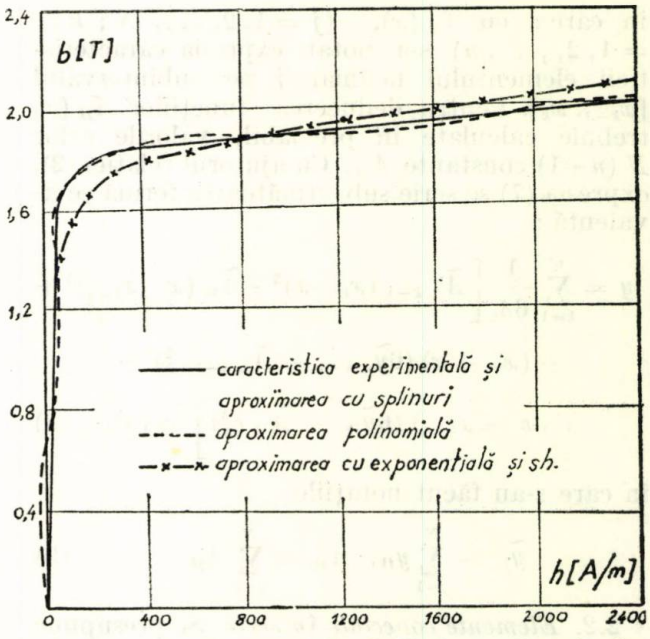


Fig. 3. Caracteristica magnetică a bobinei cu miez de fier

Tabelul 1

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
b_k, T	0	0,72	1,6	1,71	1,8	1,85	1,88	1,91	1,93	2,03	2,1
h_k, A/m	0	25	50	100	200	300	500	1000	1500	2500	4000
A_k, A/T^2 m	0	− 233,563	806,278	10599,4	−4323,1	111 796	344 311	510 996	−571 655	369 809	0

5. Concluzii

Caracteristicile elementelor neliniare se pot reprezenta analitic cu ajutorul funcţiilor spline în limita unor erori mult mai mici în raport cu reprezentările făcute cu ajutorul funcţiilor hiperbolice, exponenţiale, polinomiale sau segmente de dreaptă.

În problemele de electrotehnică neliniară sînt necesare de multe ori, în calcule, primele două derivate ale funcţiei care reprezintă caracteristica neliniară. Din acest punct de vedere funcţiile spline sînt avantajoase, deoarece au primele două derivate continue.

În afară de aproximarea analitică a caracteristicilor neliniare, splinurile se aplică cu succes la rezolvarea aproximativă a ecuaţiilor diferenţiale şi integrale neliniare, precum şi la rezolvarea altor probleme întîlnite în tehnică.

ANEXA 1

Deducerea constantelor $A_1, A_2, \ldots, A_{n-1}$ care apar în expresia (2) se determină din condiția de continuitate a primei derivate a splinului în nodurile sale. În final rezultă un sistem tridiagonal, liniar, de forma următoare:

$$\begin{cases} b_1 A_1 + c_1 A_2 = d_1 \\ a_2 A_1 + b_2 A_2 + c_2 A_3 = d_2 \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ a_{n-2} A_{n-3} + b_{n-2} A_{n-2} + c_{n-2} A_{n-1} = d_{n-2} \\ a_{n-1} A_{n-2} + b_{n-1} A_{n-1} = d_{n-1}, \end{cases} \tag{18}$$

în care s-au făcut notațiile:

$$\begin{cases} a_k = \dfrac{\delta_k}{6}, \quad b_k = \dfrac{x_{k+1} - x_{k-1}}{3}, \quad c_k = \dfrac{\delta_{k+1}}{6} \\ d_k = \dfrac{y_{k+1} - y_k}{\delta_{k+1}} - \dfrac{y_k - y_{k-1}}{\delta_k}, \quad (k = 1, 2, \ldots, n-1). \end{cases} \tag{19}$$

Soluția sistemului (18) se află cu ajutorul următorului algoritm:

$$\begin{cases} p_k = a_k q_{k-1} + b_k, \quad (q_0 = 0) \\ q_k = -\dfrac{c_k}{p_k} \\ u_k = \dfrac{d_k - a_k u_{k-1}}{p_k}, \quad (u_0 = 0) \\ A_k = q_k A_{k+1} + u_k, \quad (A_{n-1} = u_{n-1}). \end{cases} \tag{20}$$

Dacă se cunosc derivatele splinului în punctele extreme ale intervalului (u și v), atunci se renunță la condiția $A_0 = A_n = 0$ și constantele A_0 și A_n se deduc din sistemul (18), care în acest caz are două ecuații în plus.

ANEXA 2

Considerăm o bobină cu miez de fier alimentată la o tensiune sinusoidală $u(t)$. Bobina este prevăzută și cu un circuit de premagnetizare parcurs de curentul continuu I_0 (fig. 4). Ecuațiile de funcționare a bobinei sînt următoarele:

$$\begin{cases} w S_{Fe} \dfrac{db}{dt} + Ri = \sqrt{2}\, U \cos(\omega t + \varepsilon) \\ R_0 I_0 = U_0 \\ wi + w_0 I_0 = h\, l_{Fe} \\ h = \sum_{k=1}^{n} f_k(b)\, \psi_k(b), \end{cases} \tag{21}$$

în care b și h sînt valorile instantanee ale inducției, respectiv cîmpului magnetic din miezul bobinei. În momentul inițial se consideră $i = 0$ și $h = w_0 I_0 / l_{Fe}$. Eliminînd din sistemul (21)

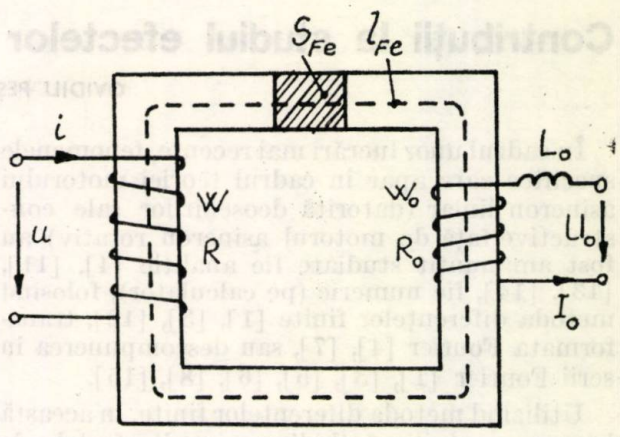


Fig. 4. Bobina cu miez de fier.

necunoscutele I_0, h și i, se găsește următoarea ecuație diferențială neliniară:

$$\frac{db}{dt} = \frac{1}{w^2 R_0 S_{Fe}} \left[\sqrt{2}\, U R_0 w \cos(\omega t + \varepsilon) + R w_0 U_0 - R R_0 l_{Fe} \sum_{k=1}^{n} f_k(b) \psi_k(b) \right], \tag{22}$$

din care se află valorile instantanee ale inducției magnetice b. Se determină apoi imediat valorile instantanee ale cîmpului magnetic h și valorile instantanee ale curentului i din circuitul de alimentare.

Bibliografie

[1] *Wajs, K.* Kunkcje zastepcze charakterystyk magnesowania. In: Prezeglad Elektrotechniczny, **14**, nr. 6, 1968, p. 246–252.

[2] *Phillipow, E.* Nichtlineare Elektrotechnik, Leipzig, 1963.

[3] *Bessonov, L. A.* Nelineinie elektriceskie țepi, Vissaia școla, 1964, 430 p.

[4] *Ghiță, C.* Asupra calculului analitic al dublorului feromagnetic de frecvență, În: Electrotehnica, **21**, nr. 2, 1973, p. 56–62.

[5] *Ghiță, C.* Calculul triplorului feromagnetic de frecvență În: E.E.A. — Electrotehnica, **22**, nr. 9–10, 1974, p. 303–309.

[6] *Ahlberg, J.H., Nilson, E.A., Walsh, J. L.* Teoria splainov i eio prilojenia, Izdatelstvo Mir, Moskva, 1972, 320 p.

[7] *Crăciunescu, A., Bucurenciu, S.* Asupra echivalării schemelor cu elemente saturabile, În: St. Cercet. Energ. Electr. **20**, 1970, p. 219–223.

Intrat în redacție la 7.IV.1975

CZ 621.313.333.

MOTOR ASINCRON LINIAR
EFECTE DE CAPĂT
METODA DIFERENȚELOR FINITE

Contribuții la studiul efectelor de capăt la motorul asincron liniar

OVIDIU PEȘTEANU* — Brașov

În cadrul unor lucrări mai recente, fenomenele specifice care apar în cadrul teoriei motorului asincron liniar (datorită deosebirilor sale constructive față de motorul asincron rotativ) au fost amănunțit studiate fie analitic [4], [11], [13], [14], fie numeric (pe calculator), folosind metoda diferențelor finite [1], [3], [12], transformata Fourier [4], [7], sau descompunerea în serii Fourier [1], [3], [5], [6], [8], [15].

Utilizînd metoda diferențelor finite, în această lucrare se studiază (bidimensional) efectele de capăt longitudinale și transversale la motorul asincron liniar cu stator bilateral scurt, luînd în considerare la calculul cîmpului magnetic din afara întrefierului și solenațiile, poziția în spațiu și fluxurile magnetice de scăpări ale laturilor exterioare ale bobinelor de compensare și ale părților frontale ale înfășurării statorice.

1. Circuitul magnetic echivalent și expresiile păturii de curent statorice

În lucrare se studiază numai motoarele asincrone liniare bilaterale, avînd înfășurarea statorului în dublu strat, cu conexiunea în stea fără fir neutru, bobinele aparținînd aceleiași faze de pe o armură a statorului fiind înseriate între ele. Statorul se consideră de lungime egală cu un număr par de pași polari și avînd polii marginali complet bobinați; bobinele marginale care au doar una din laturile lor conținută în crestături se numesc bobine de compensare [9], [10], [13] (sau de completare [2]). Utilizînd metodele de calcul din [1], [3], [5], în lucrarea [10] se efectuează o comparație între patru înfășurări diferite, din care rezultă că la aceeași pătură de curent statorică (aceeași solicitare termică a statorului), cu tipul de înfășurare prezentat mai înainte se obțin performanțele (forță de tracțiune, randament) cele mai ridicate. Față de înfășurarea cu polii marginali semibobinați, la alimentarea cu un sistem simetric de tensiuni de linie mai apare și avantajul unei nesimetrii mai mici a curenților statorici [2].

În întrefier se iau în considerare inițial numai undele fundamentale (directă și inversă) ale păturii de curent statotice. Coeficientul de saturație, necesar la calculul întrefierului echivalent δ'' [2], se determină considerînd numai unda fundamentală directă a inducției magnetice din întrefier. Circuitul magnetic statoric (fig. 1a, c) se prelungește teoretic și în afara zonei bobinate [1], [3], [5], considerînd că în exterior întrefierul crește direct proporțional cu distanța pînă la marginea statorului (fig. 1b, d).

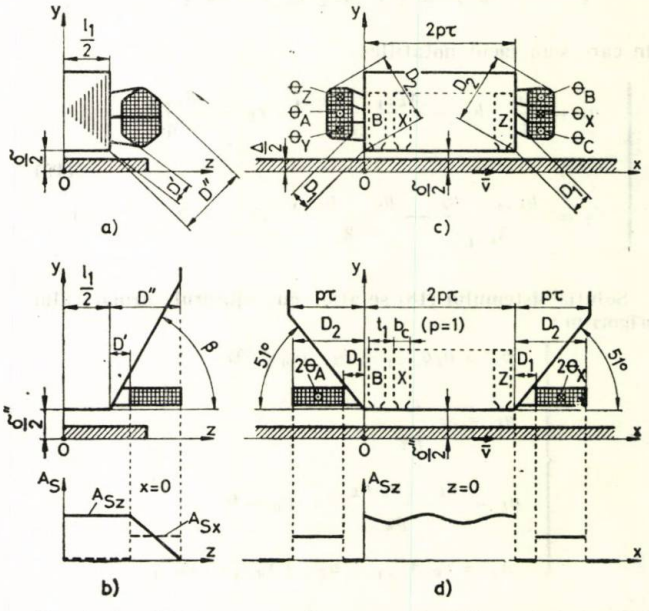


Fig. 1. Armătura superioară a statorului bilateral și circuitul ei magnetic echivalent.

Unghiul de înclinare al fețelor longitudinale ale circuitului magnetic echivalent (fig. 1d) se consideră egal cu 51° [1], [3], [5].

Fluxurile magnetice care se închid între fețele frontale ale armăturilor statorice se închid de fapt numai între fețele frontale ale dinților [9]. Rezultă că fețele frontale, fără crestături, ale circuitului magnetic echivalent sînt înclinate cu un unghi β mai mare de 51° (fig. 1b), unghi care se poate determina din condiția de egalitate a reluctanței dintre fețele frontale ale circuitului magnetic echivalent cu reluctanța dintre fețele frontale crestate ale statorului. Considerînd fețele frontale crestate ale statorului înclinate la 51° și aproximînd liniile de cîmp magnetic cu segmente de dreaptă atunci se obține pentru $b_c/t_1 \approx 0{,}75$, b_c fiind lățimea unei crestături (fig. 1d), iar t_1 pasul dentar statoric: $\beta \approx 76°$.

Părțile frontale ale înfășurării statorice (fig. 1a) și laturile exterioare ale bobinelor de compensare (fig. 1c) se înlocuiesc cu niște curenți echivalenți uniform repartizați în lungul axei Ou [8] (fig. 1d), respectiv în lungul axei Ox

* Ing. *O. Pește*anu este șef de lucrări la Universitatea din Brașov

(fig. 1d). Curenții echivalenți se consideră repartizați în interiorul unor intervale, ale căror margini sînt situate la niște distanțe D', D'' (fig. 1b), respectiv D_1, D_2 (fig. 1b) față de marginile statorului, egale cu distanțele între care sînt situate părțile frontale ale înfășurării statorice (fig. 1a), respectiv laturile exterioare ale bobinelor de compensare (fig. 1c) [12]; practic $D' \approx D_1$, $D'' \approx D_2$. În lungul axei Ox circuitul magnetic echivalent se prelungește pînă la distanța $p\tau$ [1], [3], [5] față de marginile statorului (fig. 1d), iar în lungul axei Oz pînă la distanța D'' (fig. 1b). Modularea cu pasul τ a curbei amplitudinilor păturii de curent statorice A_{Sz} în intervalul $0 \leqslant x \leqslant 2p\tau$ (fg. 1d) se datorează componentei inverse a curenților statorici.

Circuitul magnetic fiind simetric în raport cu planul xOy, în figura 2 s-a reprezentat numai o jumătate $ABCD$ din circuitul magnetic echivalent; în cele 6 domenii ale circuitului magnetic echivalent ; în cele 6 domenii ale circuitului echivalent se presupune că inducția magnetică $\bar{B}$ este orientată în lungul axei Oy și că depinde numai de x și z, iar în afara circuitului magnetic echivalent se consideră egală cu zero. În porțiunea : $x \leqslant 0$, $z \geqslant l_1/2$ (fig. 2) se alege pentru

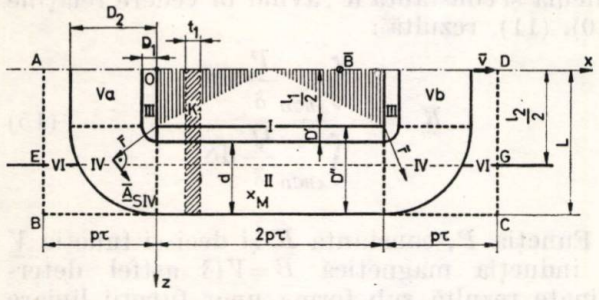


Fig. 2. Domeniile circuitului magnetic echivalent.

întrefier următoarea lege de variație, obținută cu ajutorul întrefierurilor circuitului magnetic echivalent, reprezentate în figurile 1 b, d :

$$\delta = \delta'' \left[1 + \frac{2\left(z - \frac{l_1}{2}\right) \operatorname{tg} \beta}{\delta''} \right] \left(1 + \frac{2|x| \operatorname{tg} 51°}{\delta''} \right) \tag{1}$$

Același întrefier se alege și în porțiunea : $x \geqslant 2p\tau$, $z \geqslant l_1/2$ (fig. 2).

Dacă $\underline{I}_d$ și $\underline{I}_i$ sînt reprezentările în complex ale componentelor simetrice ale curenților statorici, iar :

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau}, \quad k_A = \frac{m_1 \sqrt{2}\, w_1\, k_{w_1}}{\pi p}, \tag{2}$$

atunci componentele păturii de curent statoric din domeniul I (fig. 2) sînt [2]:

$$\underline{A}_{Sz\mathrm{I}} = 0, \quad \underline{A}_{Sz\mathrm{I}} = \alpha k_A j \left(-\underline{I}_d e^{j\alpha x} + \underline{I}_i e^{j\alpha x} \right). \tag{3}$$

În celelalte domenii, expresiile păturii de curent a statorului se obțin fie cu ajutorul relațiilor (3) din condiția de continuitate, în dreptul frontierelor domeniilor, a componentei normale a păturii de curent statorice, fie cu ajutorul legii conservării sarcinii electrice :

$$\operatorname{div} \bar{\underline{A}}_S = \frac{\partial \underline{A}_{Sx}}{\partial x} + \frac{\partial \underline{A}_{Sz}}{\partial z} = 0. \tag{4}$$

Rezultă astfel expresiile [12] (fig. 2) :

$$\underline{A}_{Sz\mathrm{II}}(x) = \frac{1}{d} k_A \left(\underline{I}_d e^{-j\alpha x} + \underline{I}_i e^{j\alpha x} \right), \quad \underline{A}_{Sz\mathrm{II}}(x,z) =$$

$$= \frac{L - z}{d} \underline{A}_{Sz\mathrm{I}}(x) ; \quad \bar{\underline{A}}_{S\mathrm{IV}} \quad ,z) = \underline{A}_{Sx\mathrm{II}}(0) \frac{\bar{j}\, x\, \bar{r}}{r}, \tag{5}$$

$$\bar{\underline{A}}_{S\mathrm{V}a,b} = \pm \underline{A}_{Sx\mathrm{II}}(0)\, \bar{k} ; \quad \bar{\underline{A}}_{S\mathrm{III,VI}} = 0.$$

2. Determinarea cîmpului electromagnetic

La determinarea cîmpului electromagnetic se alege drept funcție necunoscută produsul $\underline{V} = \underline{B}\delta$ și se presupun $\underline{I}_d$ și $\underline{I}_i$ cunoscute. Marginile AB și CD ale circuitului magnetic echivalent (fig. 2) sînt situate la distanțe relativ mari (egale cu $p\tau$) față de marginile (reale) statorului; de aceea se poate considera că pe AE și GD componenta normală a densității de curent din indus este : $\underline{J}_x = 0$. Deoarece AB, BC, CD (fig. 2) nu sînt intersectate de curenți electrici, rezultă cu ajutorul legii circuitului magnetic că :

$$(\underline{V})_{AB.BC.CD} = \underline{K} = \text{constantă complexă.} \tag{6}$$

Pe AD (fig. 2) : $\underline{A}_{Sz} = 0$, iar din motive de simetrie : $\underline{J}_x = 0$ și se obțin, utilizînd legea circuitului magnetic :

$$\left(\frac{\partial \underline{V}}{\partial z} \right)_{AD} = 0. \tag{7}$$

În porțiunea $BCGE$ care nu conține indus și pe frontiera EG (fig. 2), $\underline{V}$ se poate determina analitic cu ajutorul legii circuitului magnetic; de exemplu, pentru un punct M (x, z) din domeniul II (fig. 2) se obține :

$$\underline{V}(M) = \underline{K} = \mu_0 \int_z^L \underline{A}_{Sx\mathrm{II}}\, dz = \underline{K} +$$

$$+ \mu_0 \frac{L - z}{d} k_A \left(\underline{I}_d e^{-j\alpha x} + \underline{I}_i e^{j\alpha x} \right). \tag{8}$$

În porțiunea $AEGD$ care conține indus, utilizînd legea circuitului magnetic și legea inducției electromagnetice, se obține în final pentru $\underline{V}$ următoarea ecuație cu derivate parțiale [3], [5] :

$$\frac{\partial \underline{V}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{V}}{\partial z^2} - \frac{v \mu_0 \Delta}{\rho} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\underline{V}}{\delta} \right) -$$

$$- \frac{j\omega_1 \mu_0 \Delta}{\rho \delta} \underline{V} = \mu_0 \left(\frac{\partial \underline{A}_{Sx}}{\partial x} - \frac{\partial \underline{A}_{Sx}}{\partial z} \right), \tag{9}$$

în care ω_1 este pulsația curenților statorici, iar v, Δ și ρ reprezintă viteza, grosimea și rezistivitatea indusului.

Valoarea $\underline{K}$ pe care o ia $\underline{V}$ pe frontierele AB, BC, CD trebuie astfel determinată încît fluxul inducției magnetice $\underline{B} = \underline{V}/\delta$ prin suprafața circuitului magnetic echivalent să fie egal cu zero, conform legii fluxului magnetic [1], [3]:

$$\int_{ABCD} \frac{\underline{V}}{\delta} \mathrm{d}S = 0; \tag{10}$$

$\underline{K}$ nu se poate însă considera constantă de integrare ca în lucrările [1], [3], deoarece o constantă nu poate fi soluție a ecuației diferențiale (9) cu coeficienți dependenți de x și z (prin intermediul lui δ). Pentru a putea determina atît constanta $\underline{K}$, cît și funcția $\underline{V}$, se descompune $\underline{V}$ în 2 funcții [12]:

$$\underline{V} = \underline{P} + \underline{K}\,\underline{Q}, \tag{11}$$

în care: a) $\underline{P}$ se determină considerînd $\underline{A}_S \neq 0$ (deci în $AEGD$, P este soluția ecuației (9) neomogene); pe AB, BC, CD: $\underline{P} = 0$; b) $\underline{Q}$ se determină considerînd $\underline{A}_S = 0$ (deci în $AEGD$, $\underline{Q}$ este o soluție a ecuației (9) omogene); pe AB, BC, CD: $\underline{Q} = 1$. În porțiunea $BCGE$ și pe frontiera EG, $\underline{P}$ și $\underline{Q}$ se pot determina analitic cu ajutorul legii circuitului magnetic; de exemplu, pentru punctul M (fig. 2) se obține, avînd în vedere și relația (8):

$$\underline{P}(M) = \mu_0 \frac{L - z}{d} k_A(\underline{I}_d\, e^{-j\alpha x} + \underline{I}_i\, e^{j\alpha x}),\ \underline{Q}(M) = 1. \tag{12}$$

În porțiunea $AEGD$, $\underline{P}$ și $\underline{Q}$ se determină numeric, aplicînd metoda diferențelor finite pentru o rețea pătratică (fig. 3). Ecuația (9) se transformă prin discretizare directă în 2 sisteme algebrice de ecuații liniare cu diferențe finite, avînd drept necunoscute valorile funcțiilor $\underline{P}$ și $\underline{Q}$ în nodurile interioare ale rețelei. Cele 2 sisteme se rezolvă separat, utilizînd metoda suprarelaxării; de exemplu, pentru al N-lea ciclu de iterare se obține pentru valoarea $\underline{P}_{i,k}$ din nodul i, k din figura 3 (nodurile se parcurg de jos în sus și de la stînga la dreapta):

$$\underline{P}^N_{i,k} = (1-\underline{\omega})\,\underline{P}^{N-1}_{i,k} + \underline{\omega}\,\frac{\underline{P}^N_{i,k-1}\left(1 + \frac{H}{\delta_{i,k-1}}\right) + \underline{P}^{N-1}_{i,k+1}\left(1 - \frac{H}{\delta_{i,k+1}}\right) + \underline{P}^N_{i-1,k} + \underline{P}^{N-1}_{i+1,k} + \underline{A}_{i,k}}{\underline{R}_{i,k}}; \tag{13}$$

$$H = \frac{v\,\mu_0 \Delta}{2\rho} h;\quad \underline{R}_{i,k} = 4 + \frac{j\omega_1 \mu_0 \Delta}{\rho \delta_{i,k}} h^2;\quad \underline{A}_{i,k} = \frac{\mu_0 h}{2}\left[(\underline{A}_{Sx})_{i-1,k} - (\underline{A}_{Sx})_{i+1,k} + (\underline{A}_{Sz})_{i,k-1} - (\underline{A}_{Sz})_{i,k+1}\right],$$

h fiind pasul rețelei, iar $\underline{\omega}$ factorul de suprarelaxare. Relațiile (13) sînt valabile și pentru funcția $\underline{Q}$, dacă se înlocuiește: $\underline{A}_{i,k} = 0$. Deoarece $\underline{V}$ și prin urmare și $\underline{P}$ și $\underline{Q}$ trebuie să îndeplinească condiția pe frontieră (7), după fiecare

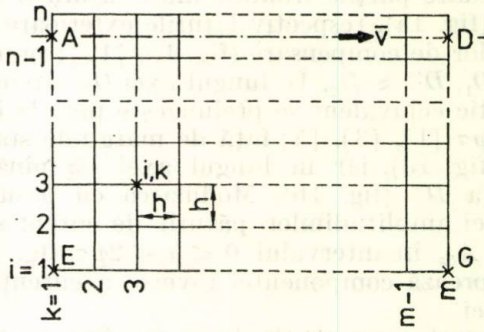


Fig. 3. Rețeaua pătratică trasată în porțiunea $AEGD$.

parcurgere a nodurilor interioare ale rețelei se atribuie liniei n (fig. 3) valorile:

$$\underline{P}^N_{n,k} = \underline{P}^N_{n-1,k};\ \underline{Q}^N_{n,k} = \underline{Q}^N_{n-1,k};\ (k = 1, 2, \ldots, m). \tag{14}$$

După determinarea funcțiilor $\underline{P}$ și $\underline{Q}$ se poate calcula și constanta K; avînd în vedere relațiile (10), (11), rezultă:

$$\underline{K} = -\frac{\int_{ABCD} \frac{\underline{P}}{\delta} \mathrm{d}S}{\int_{ABCD} \frac{\underline{Q}}{\delta} \mathrm{d}S}. \tag{15}$$

Funcția $\underline{P}$, constanta $\underline{K}$ și deci și funcția $\underline{V}$ și inducția magnetică $\underline{B} = \underline{V}/\delta$ astfel determinate rezultă sub forma unor funcții liniare și omogene în raport cu $\underline{I}_d$ și $\underline{I}_i$.

3. Determinarea curenților și a forței

Dacă $\underline{Z}_{01}$ este impedanța complexă de scăpări pe fază iar X_{os} reactanța de dezechilibru de scăpări [9] a înfășurării statorice (datorată fluxurilor magnetice de scăpări ale laturilor exterioare ale bobinelor de compensare), atunci ecuația de tensiuni a unei faze M este [9], [13]:

$$\underline{U}_M = \underline{Z}_{01}\,\underline{I}_M - (-1)^u\, jX_{os}\underline{I}_A - \underline{U}_{eM};$$
$$(M = A, B, C), \tag{16}$$

în care $u = 1$ pentru $M = A$ și $u = 2$ pentru $M = B, C$, iar $\underline{U}_{eM}$ este dublul t.e.m. induse în înfășurarea fazei M de fluxurile inducțiilor magnetice din domeniul $ABCD$ (fig. 2). Pentru a determina t.e.m. $\underline{U}_{eM}$, se calculează următoarele fluxuri magnetice (corespunzătoare dinților statorici) ale inducțiilor magnetice din domeniile I ... V (fig. 2): $\underline{\Phi}_1$ din porțiunea $x \leqslant \frac{1}{2} t_1$ (t_1 fiind pasul dentar statoric), dinții marginali având lățimea (fig. 1c) egală cu jumătate din lățimea dinților centrali [9], [13]; $\underline{\Phi}_K$ din fișia K (fig. 2) de lățime egală cu t_1, cuprinsă în intervalul $\left(K - \frac{3}{2}\right) t_1 \leqslant x \leqslant \left(K - \frac{1}{2}\right) t_1$ ($K = 2, 3, \ldots, Z-1$; s-a notat cu Z numărul dinților unei armături statorice: $Z = 2m_1pq+1$) $\underline{\Phi}_Z$ din porțiunea $x \geqslant 2p\tau - \frac{1}{2} t_1$. Deoarece la determinarea t.e.m. sînt necesare fluxurile magnetice (totale) înlănțuite, la calculul fluxurilor $\underline{\Phi}_K$ se înmulțesc inducțiile magnetice din domeniile II, IV și V (fig. 2) cu [12]:

$$\frac{L-z}{d} \text{ în II}; \quad \frac{D_2-r}{d} \text{ în IV}; \quad \frac{D_2-|x|}{d} \text{ în V}a;$$

$$\frac{2p\tau + D_2 - x}{d} \text{ în } Vb.$$

În porțiunea $BCGE$ fluxurile magnetice se determină analitic, iar în porțiunea $AEGD$, numeric. Cu ajutorul fluxurilor $\underline{\Phi}_K (K = 1, 2, \ldots, Z)$ se pot determina t.e.m.:

$$\underline{U}_{eM} = -2j\omega_1 \frac{n_c}{a_1 n_1} \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_K \underline{\Phi}_K; \quad (M = A, B, C), \tag{17}$$

în care n_c este numărul de conductoare dintr-o crestătură, a_1 numărul căilor de curent pe fază [9], iar n_1 numărul de conductoare legate în paralel pe o cale de curent. În relația (17), $\underline{\Phi}_K$ se ia cu plus dacă sensul său coincide cu sensul fluxului propriu al înfășurării fazei M și cu minus în caz contrar [13]. Ca și inducțiile magnetice, t.e.m. astfel determinate rezultă și ele sub forma unor funcții liniare și omogene în raport cu $\underline{I}_d$ și $\underline{I}_i$. Analog ca în [9], [13], cele 3 ecuații de tensiuni (16) se pot transforma (de exemplu prin scădere) într-un sistem algebric de 2 ecuații liniare, având drept necunoscute componentele $\underline{I}_d$ și $\underline{I}_i$, iar ca membri drepți fazorii tensiunilor de linie (cunoscute) aplicate motorului asincron liniar. Rezolvînd cele 2 ecuații se obțin $\underline{I}_d$, $\underline{I}_i$ și rezultă reprezentările în complex ale curenților nesimetrici din înfășurarea statorului:

$$\underline{I}_A = \underline{I}_d + \underline{I}_i, \quad \underline{I}_B = a^2\underline{I}_d + a\underline{I}_i; \quad \underline{I}_C = a\underline{I}_d + a\underline{I}_i, \tag{18}$$

unde $a = e^{j2\pi/3}$. Forța de tracțiune se determină cu formula lui Laplace, calculînd numeric integrala:

$$F = -2\Delta \mathcal{R}e\left[\int_{AEGD} \underline{J}_z \frac{\underline{B}^*}{\sqrt{2}} \mathrm{d}S\right], \tag{19}$$

în care componenta după axa Oz a densității de curent complexe din indus se calculează (numeric) cu o relație obținută cu legea circuitului magnetic [3]:

$$\underline{J}_z = \frac{1}{\Delta\sqrt{2}} \left(\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \underline{V}}{\partial x} - \underline{A}_{Sz}\right). \tag{20}$$

Rezultă puterea mecanică (utilă): $P_M = Fv$. Puterea complexă absorbită de motor este: $\underline{S} = \underline{U}_{AB}\underline{I}_A^* - \underline{U}_{BC}\underline{I}_C^*$; cu ajutorul puterii active: $P_a = \mathcal{R}e[\underline{S}]$ se pot determina randamentul (în regim de motor) și factorul de putere:

$$\eta = \frac{P_M}{P_a}, \quad k_P = \frac{P_a}{|\underline{S}|}. \tag{21}$$

În regim de generator: $\eta = P_a/P_M$.

4. Verificări experimentale

Pentru verificarea experimentală a expresiilor deduse s-a folosit un motor asincron liniar având un stator bilateral cu următoarele caracteristici [13]: $p = 1$; $q = 2$; $\tau = 102$ mm; $l_1 = 83{,}5$ mm; $\delta = 7{,}5$ mm; $X_{os} = 2{,}32\ \Omega$ și un indus din alamă cu $\rho\ 20°C = 5{,}26 \cdot 10^{-8} \Omega$m (măsurată cu ajutorul unei punți duble Thomson); $\Delta = 0{,}5$ mm; $l_2 = 161{,}5$ mm. Forța exercitată asupra statorului bilateral *1* (fig. 4) suspendat de patru fire flexibile *4* este transmisă (pentru măsurare) unui cîntar prin intermediul unei pîrghii *5*. Motorului liniar i s-a aplicat un sistem simetric direct de tensiuni de linie cu $U_1 = 380$ V; în timpul încercărilor

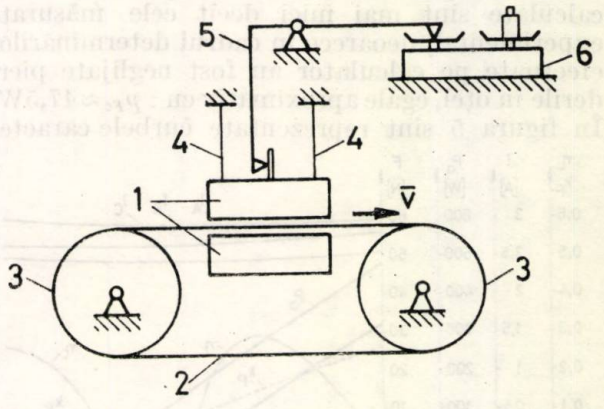


Fig. 4. Schema instalației de încercare a motorului asincron liniar:

1 – armăturile statorului bilateral, fixate mecanic (rigid) între ele; *2* – indus bandă din alamă; *3* – tambur; *4* – fir flexibil; *5* – pîrghie; *6* – cîntar.

indusul *2* a fost răcit cu ajutorul a trei ventilatoare. Viteza indusului s-a modificat cu ajutorul unui motor de curent, continuu, cuplat mecanic la arbore cu unul din tambure *3* (fig. 4).

Relaţiile prezentate în lucrare au fost programate pe calculatorul FELIX C–256 sub forma unui program segmentat în 7 segmente. Pe suprafaţa *AEGD* (fig. 3) s-a utilizat o reţea pătratică cu $m = 48$; $n = 11$. Calculul iterativ al funcţiilor $\underline{P}$ şi $\underline{Q}$ s-a întrerupt atunci cînd în fiecare nod interior eroarea relativă dintre 2 iteraţii succesive era mai mică decît 10^{-3}; convergenţa cea mai rapidă s-a obţinut utilizînd pentru factorul de suprarelaxare valoarea (determinată după mai multe încercări): $\omega = 1{,}8$. O parte din mărimile determinate experimental şi teoretic sînt prezentate în tabelul 1,

Tabelul 1

s	Modul de determinare	I_A A	I_B A	I_C A	P_a W	F N
1	Experimental	2,54	3,08	2,97	515,9	31
	Teoretic	2,53	2,81	2,98	480	32,1
0,9	Experimental	2,54	3,1	2,96	497,7	29,3
	Teoretic	2,52	2,79	2,97	450	29,2
0,8	Experimental	2,51	3,06	2,97	464,7	25,2
	Teoretic	2,51	2,77	2,96	419	26,2
0,7	Experimental	2,53	3,09	3	429	23,1
	Teoretic	2,5	3,76	2,95	389	23,2
0,6	Experimental	2,5	3,03	2,97	404,9	19,8
	Teoretic	2,49	2,74	2,94	358	20,2
0,5	Experimental	2,47	3,02	2,91	364,3	15,8
	Teoretic	2,48	2,73	2,94	326	17,1

în care s reprezintă alunecarea; puterile active calculate sînt mai mici decît cele măsurate experimental, deoarece în cadrul determinărilor efectuate pe calculator au fost neglijate pierderile în oţel, egale aproximativ cu: $p_{Fe} \approx 47{,}5$W. În figura 5 sînt reprezentate curbele caracteristice de funcţionare a maşinii asincrone liniare utilizate la încercări, determinate pe calculator pentru $U_1 = 380$ V. La calculul acestor curbe, valorile finale obţinute pentru funcţiile $\underline{P}$ şi $\underline{Q}$ la o anumită alunecare au fost utilizate ca valori iniţiale pentru următoarea alunecare, obţinîndu-se astfel o reducere a numărului de iteraţii. De exemplu, pentru variaţii ale alunecării egale cu 0,1 numărul mediu de iteraţii necesar pentru calculul funcţiei $\underline{Q}$ a scăzut astfel de la 50 la 10.

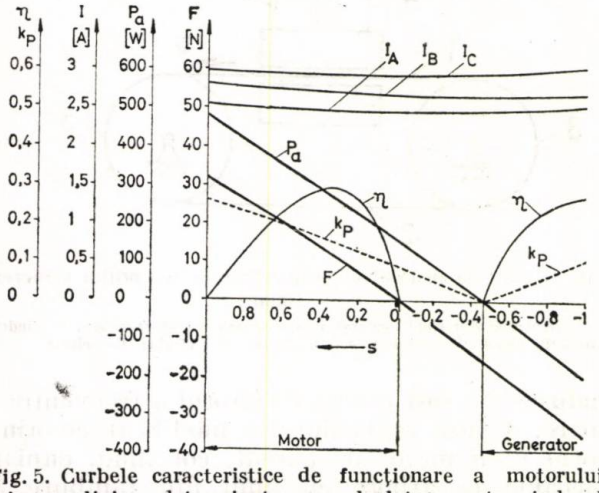


Fig. 5. Curbele caracteristice de funcţionare a motorului asincron liniar, determinate pe calculator pentru indusul din alamă.

5. Liniile de curent din indus şi unele superioare ale păturii de curent statorice

Pentru trasarea liniilor de curent din indus (fig. 6), s-a osbservat că ecuaţia liniilor de curent la momentul t:

$$(\mathrm{d}x\,\bar{i} + \mathrm{d}z\,\bar{k})\,x\,\bar{J}\,(x, z, t) = 0, \qquad (22)$$

se transformă, avînd în vedere conform legii circuitului magnetic că [1], [3]:

$$\bar{J} = \frac{1}{\mu_0 \Delta \sqrt{2}} \left(-\bar{i}\frac{\partial}{\partial z} + \bar{k}\frac{\partial}{\partial x} \right) (\bar{B}\delta - \bar{B}_S\delta), \qquad (23)$$

$\bar{B}_S$ fiind inducţia magnetică produsă de curenţii statorici, în ecuaţia:

$$B_S\delta - B\delta = \text{constant}. \qquad (24)$$

La momentul t, liniile de curent sînt deci linii echipotenţiale în cîmpul scalar [12]:

$$\varphi\,(x, z) = Im\,[(\underline{B}_S\delta - \underline{V})e^{j\omega_1 t}]. \qquad (25)$$

Liniile de curent din figura 6 s-au determinat considerînd origine de fază tensiunea de fază a fazei A a reţelei simetrice de alimentare. Se poate observa (fig. 6) că datorită efectelor de capăt longitudinale apar linii de curent în indus şi la $s = 0$, în dreptul marginilor longitudinale ale statorului, linii al căror număr creşte cu viteza indusului (de exemplu la $s = -1$, în regim de generator).

Metoda de studiu prezentată permite includerea în calcule şi a undelor superioare ale păturii de curent statorice, utilizînd în domeniul I expresiile [2]:

$$A_{Sz\,I} = 0,$$

$$A_{Sz\,I} = \alpha \frac{k_A}{k_{w1}} j \left[-\underline{I}_d \left(\sum_{k=0}^{N} k_{w(6k+1)}\, e^{-j(6k+1)\alpha x} - \sum_{k=1}^{N} k_{w(6k-1)}\, e^{j(6k-1)\alpha x} \right) + \underline{I}_i \left(\sum_{k=0}^{N} k_{w(6k+1)}\, e^{j(6k+1)\alpha x} - \sum_{k=1}^{N} k_{w(6k-1)}\, e^{-j(6k-1)\alpha x} \right) \right], \qquad (26)$$

în care [2]:

$$k_{w(\nu)} = \frac{\sin \nu \dfrac{\tau}{6}}{q \sin \nu \dfrac{\pi}{6q}} \sin \nu \frac{Y}{\tau}\frac{\pi}{2} \frac{\sin \nu \dfrac{b_0}{\tau}\dfrac{\pi}{2}}{\nu \dfrac{b_0}{\tau}\dfrac{\pi}{2}}, \qquad (27)$$

Y fiind pasul înfăşurării statorice, iar b_0 lăţimea istmului unei crestături. Expresiile păturii de curent statorice se determină în celelalte domenii ale circuitului magnetic echiva-

lent cu ajutorul relaţiilor (26) aşa cum s-a arătat la punctul 1. Undele superioare ale păturii de curent statorice avînd amplitudini comparabile cu amplitudinea undei fundamentale, iar perioadele lor fiind comparabile sau mai mici decît pasul h al reţelei, pentru ca în urma discre-

În figura 7 sînt reprezentate cîteva curbe ale motorului liniar utilizat la încercări, determinate pe calculator, însumînd undele pînă la $N=20$, considerînd că în întrefierul motorului $\delta=7{,}5$ mm se află un indus din aluminiu cu : $\rho = 3.10^{-8}\Omega$m; $\Delta = 3$ mm ; $l_2 = 161{,}5$ mm ; $s = 0{,}25$ şi că

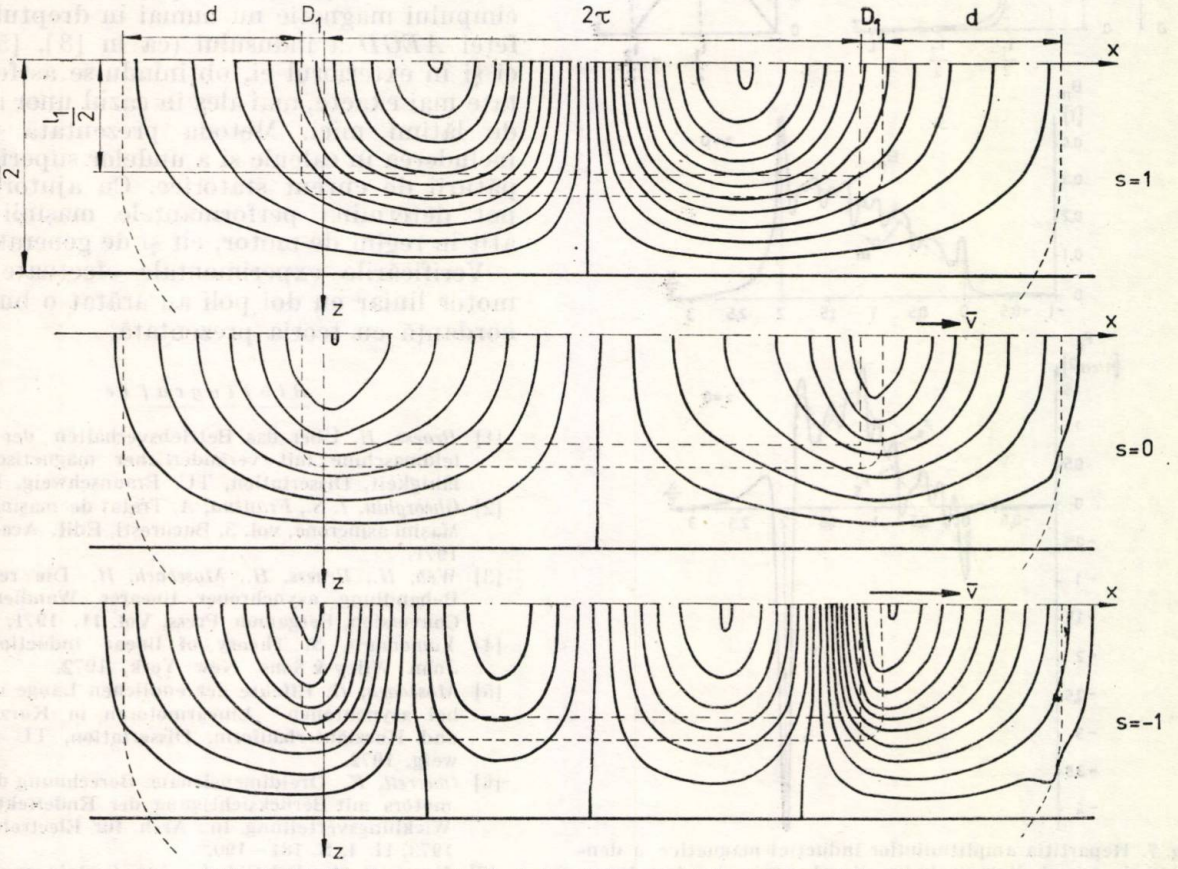


Fig. 6. Liniile de curent din indusul din alamă la momentul $t = 0$.

tizării metoda de calcul să rămînă convergentă, se înlocuieşte membrul drept al ecuaţiei diferenţiale (9) cu expresia :

$$\Gamma_0 \left(\frac{\partial \underline{A}_{Sz}}{\partial x} - \frac{\partial \underline{A}_{Sx}}{\partial z} \right) = \frac{\partial^2 \underline{V}_S}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \underline{V}_S}{\partial z^2}, \quad (28)$$

obţinută cu relaţiile [3] :

$$\underline{A}_{Sx} = -\frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \underline{V}_S}{\partial z}, \quad \underline{A}_{Sz} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\partial \underline{V}_S}{\partial x}, \quad (29)$$

în care funcţia $\underline{V}_S = \underline{B}_S \delta$ se poate determina analitic, cu ajutorul expresiilor păturii de curent statorice şi a formei integrale a legii circuitului magnetic, cu nişte formule asemănătoare relaţiei (8). Funcţia $\underline{V}_S$ se determină în afara unei constante complexe care nu o interesează, deoarece în expresia (28) apar numai derivate ale funcţiei $\underline{V}_S$. În relaţiile (13) se înlocuieşte deci :

$$\underline{A}_{i,k} = 4\,(\underline{V}_S)_{i,k} - (\underline{V}_S)_{i,k-1} - (\underline{V}_S)_{i,k+1} - (\underline{V}_S)_{i-1,k} - (\underline{V}_S)_{i+1,k}. \quad (30)$$

Reactanţa de scăpări pe fază a statorului nu va mai cuprinde în acest caz reactanţa de scăpări diferenţiale.

motorului i se aplică un sistem simetric de tensiuni de linie cu $U_1 = 380$ V ; F_s reprezintă densitatea de suprafaţă (din planul xOz) a forţei exercitate în sensul axei Ox asupra indusului. În dreptul marginilor longitudinale ale statorului ($x = 0$ şi $x = 2\tau$) : $F_s < 0$ (fig. 7) datorită efectelor de capăt longitudinale [8]. Curbele B'_m şi F'_s au fost calculate numai cu undele fundamentale ale păturii de curent statorice. Performanţele corespunzătoare ale motorului liniar, calculate în 2 moduri diferite, sînt prezentate în tabelul 2.

Tabelul 2

Modul de calcul	I_A	I_B	I_C	F	η	k_p	$\varepsilon_i = I_i/I_d$
Cu undele fundamentale	3,22	4,65	4,42	49	0,309	0,454	0,209
Cu undele pînă la $N=20$	3,18	4,63	4,42	44,6	0,278	0,461	0,214

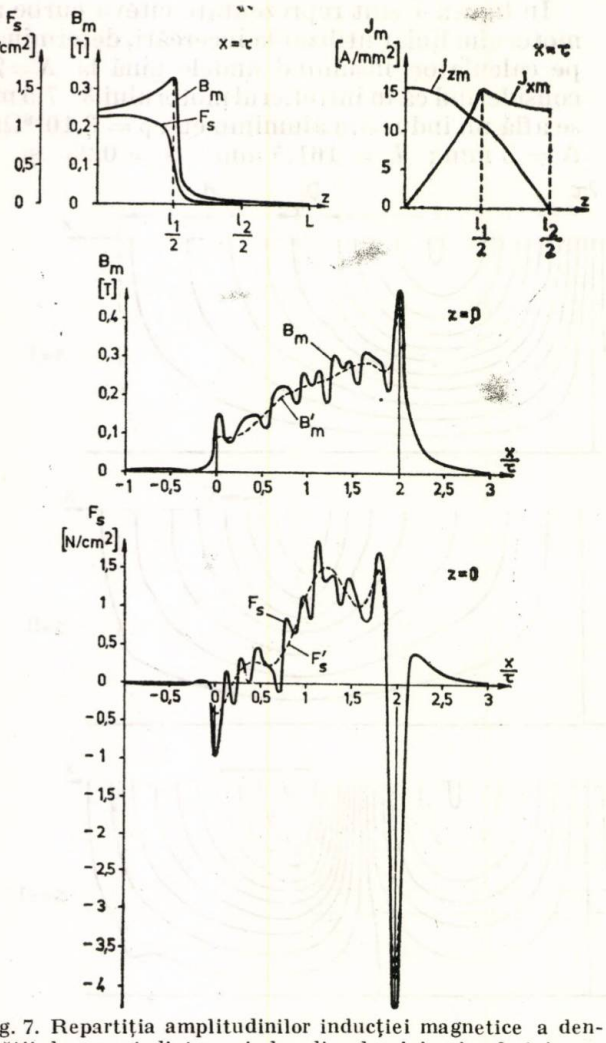


Fig. 7. Repartiția amplitudinilor inducției magnetice a densității de curent dintr-un indus din aluminiu și a forței specifice de tracțiune exercitată asupra indusului la $s = 0{,}25$.

6. Concluzii

Utilizarea metodei diferențiale finite permite studierea bidimensională a efectelor de capăt la motorul asincron liniar. În lucrare se analizează aceste efecte luînd în considerație la calculul cîmpului magnetic din afara întrefierului și solenațiile, poziția în spațiu și fluxurile magnetice de scăpări ale laturilor exterioare ale bobinelor de compensare și ale părților frontale ale înfășurării statorice. Ecuația diferențială a cîmpului electromagnetic se transformă prin discretizare directă într-o ecuație liniară cu diferențe finite. Valorile pe frontiere fiind necunoscute, pentru a putea determina soluția cu ajutorul legii fluxului magnetic, se descompune soluția în 2 funcții, care se calculează numeric cu ajutorul metodei suprarelaxării.

Utilizarea (datorită existenței crestăturilor) unui unghi de înclinare β a fețelor frontale ale circuitului magnetic echivalent mai mare decît 51° și includerea în calcule a solenațiilor laturilor exterioare ale bobinelor de compensare și ale părților frontale ale înfășurării statorice, au drept urmare o mișcare mai rapidă a inducției magnetice astfel determinate (în raport cu alte metode de calcul : [3], [5], [6]), în afara întrefierului statoric (fig. 7). Circuitul magnetic echivalent ales (fig. 2) oferă posibilitatea studierii cîmpului magnetic nu numai în dreptul suprafeței *AEGD* a indusului (ca în [3], [5], [6]), ci și în exteriorul ei, obținîndu-se astfel rezultate mai exacte, mai ales în cazul unor indusuri de lățimi mici. Metoda prezentată permite includerea în calcule și a undelor superioare ale păturii de curent statorice. Cu ajutorul ei se pot determina performanțele mașinii liniare atît în regim de motor, cît și de generator.

Verificările experimentale efectuate pe un motor liniar cu doi poli au arătat o bună concordanță cu teoria prezentată.

Bibliografie

[1] *Braess, H.* Über das Betriebsverhalten der Wanderfeldmaschine mit veränderlicher magnetischer Leitfähigkeit, Dissertation, TU Braunschweig, 1970.

[2] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A.* Tratat de mașini electrice, Mașini asincrone, vol. 3, București, Edit. Acad. R.S.R., 1971.

[3] *Weh, H., Braess, H., Mosebach, H.* Die rechnerische Behandlung asynchroner linearer Wandler, Energy Conversion, Pergamon Press, Vol. 11, 1971, p. 25—37.

[4] *Yamamura, S.* Theory of linear induction motors, John Wiley & Sons, New York, 1972.

[5] *Mosebach, H.* Effekte der endlichen Länge und Breite bei asynchronen Linearmotoren in Kurzständer — und Kurzläuferbauform, Dissertation, TU Braunschweig, 1972.

[6] *Oberrell, K.* Dreidimensionale Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsverteilung. In : Arch. für Electrotechnik **55**, 1973, H. 4, S. 181—190.

[7] *Nasar, S. A., Del Cid, L., Jun.* Certain approaches to the analysis of single-sided linear induction motors. In : Proc. IEE, Vol. **120**, No. 4, April 1973, pp. 477—483.

[8] *Lang, A.* Einfluss der Streufelder auf Entwurf und Betriebsverhalten asynchroner Linearmotorem, Dissertation, TU Braunschweig, 1973.

[9] *Peșteanu, O., Dâmboiu, E., Bidian, D.* Efectul de capăt longitudinal static la motoarele asincrone liniare. In : St. cerc. energ. electr., **24**, 1, 1974, p. 139—153.

[10] *Deleroi, W., Hübner, K. D.* Einfluss der Ständerwicklungsanordnung auf das Betriebsverhalten von asynchronen Linearmotorem. In : ETZ—A, Bd. 95 (1974), H. 11, S. 601—606.

[11] *Boldea, I., Nasar, S. A.* Quassi — 1 — dimensional theory of linear induction motors with half-filled primary endslots, Proc. IEE, 122 (1975), No. 1, pp. 61—66.

[12] *Peșteanu, O.* Analiza efectelor de capăt la motorul asincron liniar. A IV-a Sesiune de comunicări tehnico-științifice ICPET, secția : Electroenergetică — Mașini electrice, București, iulie, 1975.

[13] *Peșteanu, O.* Die Längsendeffekte beim asynchronen Linearmotor mit quergeschlitzter Reaaktionsschiene. In : Rev. Roum. Sci. Techn.—Electrotechn. et Énerg., **20**, 4, 1975, p. 537—552.

[14] *Teichgräber, U.* Der einseitige Linearmotor mit massivem Eisenrückschluss. În : ETZ—A, Bd. **96**, H. 11, 1975, S. 528—532.

[15] *Balchin, M. J., Eastham, J. F.* Performance of linear induction motors with airgap windings. În : Proc. IEE, **122**, No. 12, 1975, p. 1382—1390.

Intrat în redacție la 10. XI. 1975

NOI MATERIALE DOCUMENTARE

HANS LIEBIG. **Rechnerorganisation. Hardware und Software digitaler Rechner** (Organizarea tehnicii de calcul. Calculator numeric software și hardware). Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 1976, 282 pag.

Lucrarea este dedicată organizării tehnicii de calcul, a structurii și arhitecturii sistemelor de calcul. Ca atare ea tratează atît probleme de hardware, cît și de software, deoarece este clar că acestea trebuie să „coopereze" strîns în cadrul sistemului de calcul: concepția unui calculator nu poate fi realizată în afara unității funcționale hardware-software.

Această lucrare este împărțită în șase capitole, care tratează următoarele probleme:

În capitolul 1 se cuprinde *problemele clasice ale organizării tehnicii de calcul*, și anume: prelucrarea automată a datelor, pregătirea programelor pentru prelucrare (codificare și asamblare) și microalgoritmi pentru operațiile fundamentale.

Capitolul 2 tratează *probleme de hardware*, în sensul creșterii complexității problemelor. Se prezintă la început un calculator relativ simplu, apoi rețele de comutație și memorie și procesoare. Este de remarcat subcapitolul referitor la calculatoarele microprogramate.

Capitolul 3 este dedicat *problemelor de software*, începînd cu prezentarea unui asamblor relativ simplu, un limbaj de asamblare și modul de funcționare al asambloarelor. Se examinează apoi programul de încărcare și de legătură, care împreună cu asamblorul formează programele sistemului. Capitolul se încheie cu sistemul de exploatare.

Capitolul 4 abordează importantele *probleme ale asamblării programelor și organizării procesorului*: generalități asupra calculatorului von Neumann. modificarea adresei prin software (asamblor) și hardware (processor), subprograme.

Organizarea memoriei, formează obiectul capitolului 5. Aici sînt incluse: modele ale memoriei centrale și periferice, memorie modulară, memorie virtuală. Capitolul mai include gestionarea dinamică a memoriei prin hardware.

Capitolul 6 (final) este dedicat *organizării configurației de calcul și a comunicațiilor*. Se tratează probleme ale periferi-celor calculatorului, ale cuplajului memorie — procesor — periferice programul de întreruperi (inclusiv procedurile de reintrare) și multiprogramare.

Lucrarea mai conține bibliografie și un index și, de asemenea, numeroase exemple, luate din practica calculatoarelor existente privind concepția modulară a sistemelor de calcul, programe de asamblare, subprograme, proceduri etc.

Ea este de un înalt nivel științific și tehnic, adresîndu-se, în special, lucrătorilor din centrele de calcul electronic (ingineri de sistem, analiști și programatori), inginerilor electroniști, cercetătorilor și proiectanților de specialitate, cadrelor didactice și doctoranzilor din facultățile de automatică și informatică.

I. HARTMANN. **Lineare Systeme. Grundlagen der Systemdynamik und Regelungstechnik** (Sisteme liniare. Bazele sistemelor dinamice și ale tehnicii de calcul). Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 1976, 344 pag.

Lucrarea își propune ca scop tratarea sistematică a sistemelor liniare dinamice, a dinamicii sistemelor și a sistemelor de reglare dinamică cu parametrii concentrați, atît în domeniul real (stare), cît și în domeniul complex (funcția de transfer).

Astfel sînt de remarcat sinteza sistemelor liniare de reglare pe baza reprezentării lor prin modele dinamice și optimizarea comportării lor. Materialul este împărțit în șapte capitole, dintre care primul este o *introducere în domeniu*. Capitolul al doilea tratează *problemele reprezentării sistemelor*, începînd cu prezentarea noțiunii de sistem, reprezentarea modelului și liniarizarea sistemelor (neliniare) și terminînd cu reprezentarea sistemelor continue și discrete.

Metode de rezolvare sînt descrise în capitolul 3, în care sînt arătate: reprezentarea matricială a sistemelor, rezolvarea sistemelor de ecuații liniare, probleme cu valori proprii și rezolvarea sistemelor de ecuații diferențiale (continue, discrete).

Capitolul 4 tratează *conceptele fundamentale ale sistemelor*, dintre care: controlabilitatea, accesibilitatea, observabilitatea și stabilitatea (în sensul lui Lyapunov), pentru sisteme-continue și discrete.

Realizarea sistemelor liniare (invariante în timp, sau cu parametri variabili în timp) formează capitolul 5, în acest sens fiind prezentați și 2 algoritmi (unul pentru sistemele continue, celălalt pentru cele discrete).

O problemă importantă este *concepția sistemelor liniare de reglare în spațiul stărilor*, tratată în capitolul 6. Se abordează probleme ca: bucle de reglare pe stare, observeri dinamici și exemple concrete.

Capitolul 7 (final)prezintă *optimizarea buclelor de reglare liniare*, cu parametrii constanți în timp, după care lucrarea se încheie cu obișnuita bibliografie și indexul de termeni.

În concluzie lucrarea prezintă o tratare sistematică a celor mai moderne probleme de sisteme liniare, inclusiv problema sintezei acestora. Ea se adresează, în principal, inginerilor automatiști și electrotehnicieni, cadrelor didactice, doctoranzilor și studenților din facultățile de profil.

* * * **Optimization Techniques. Modeling and Optimization in the Service of Man**: (Tehnica optimizărilor. Modelarea și optimizarea în slujba omului). (Edited by J. Cea). Part. 1, Part 2. Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 1976.

Această lucrare prezintă comunicările celei de-a 7-a Conferință IFIP, care a avut loc la Nisa, în septembrie 1975. Conferința a fost dedicată progreselor recente obținute în tehnicile de optimizare și aplicațiile lor în modelarea, identificarea și conducerea sistemelor mari, complexe. Cele mai multe dintre contribuțiile prezentate aparțin unuia dintre următoarele trei mari domenii: sisteme ale mediului înconjurător, sisteme socio-economice, sisteme biologice. Comunicările au fost împărțite în două volume: în primul volum apar comunicările cu aspect metodologic, în cel de-al doilea, cele cu caracter aplicativ.

Primul volum conține 67 comunicări, dintre care trei de sinteză la invitația organizatorilor (invited speakers): *Optimizare structurală* (F. de Venleke); *Mediul înconjurător și unele probleme ale optimizării* (G. I. Marchuk) și *Sisteme multiregionale* (A. Rogers, J. Ledent).

Celelate comunicări, mult prea numeroase la număr pentru a ne putea ocupa de fiecare în parte, deși ar fi meritat acest lucru, aparțin următoarelor domenii: medicină și biologie, mediu înconjurător, cercetare operațională și problene de software asociate.

Simpla enumerare a domeniilor de mai sus arată că aria de interes a comunicărilor prezentate este de mare actualitate pentru cercetătorii și specialiștii din țara noastră. Reținem astfel: *Sistem de reglare în imunologie* (C. F. Barton, R. R. Mohler, C. S Hsu); *Model de propagare a potențialului bio-electric prin scoarțele creierului* (P. Nicolas) și altele, din domeniul medicinii și al biologiei.

În domeniul mediului înconjurător, în care se încadrează cele mai multe comunicări, deși greu de selectat, semnalăm cîteva comunicări privind: poluarea apei, energia, sociologia, sisteme urbane și modelul global (mondial). Astfel sînt: *Reglarea poluării unui lac* (F. X. Litt, H. Smets), *Teoria catastrofelor și procesele urbane* (J. Casti, H. Swain), *Sistem mondial* (global) cu patru variabile (F, J. Gould).

Cercetarea operațională este și ea binereprezentată, prin astfel de comunicări ca: *Optimizarea alocării resurselor în proiectele de cercetare-dezvoltare* (R. Wasniowski).

Problemele de software asociate completează bine acest prim volum. Citățm aici: *Proiectarea și aplicarea unui limbaj de simulare interactiv* (M. Alfonseca).

Volumul al 2-lea conține 60 de comunicări, din care trei de sinteză: *Jocuri vagi* (J. P. Aubin), *Asupra valorii marginale a jocului antagonist* (J. Hartung), *Modelarea interrelațiilor între unitățile organizaționale* (R. Levien, V. Sokolov, I. Zuimin).

Aria de interes a lucrărilor cuprinse în volum este de asemenea mare : proiectarea optimală, tehnici de calcul automat, programarea matematică şi control optimal-deterministic şi stochastic. Remarcăm astfel lucrările : *Optimizarea elementelor structurale* (J. L. Armand), *O tehnică de descompunere în programarea liniară întreagă* (I. Giulianelli, M. Lucertini), *Ecuaţii de dinamică implicate* (D. G. Luenberger), *Introducere în sistemele cu ritm limitat* (C. Bruni, G. Koch, A. Germani) şi *Reglarea stochastică optimală neliniară* (J. D. Perkins, R. W. H. Sargent).

Acest al doilea volum se remarcă prin sfera largă de aplicabilitate a rezultatelor obţinute, deoarece comunicările conţinute tratează, în principal, metode şi tehnici de optimizare, folosibile în scopuri şi domenii variate ca : optimizarea conducerii micro- şi macroeconomice, optimizarea reglării automate a proceselor complexe, optimizarea proceselor biologice şi ecologice, optimizarea sistemelor mari, etc. etc.

Apreciem că prin sfera preocupărilor şi prin acuitatea problemelor tratate volumul comunicărilor IFIP 1975 este de un real folos unei largi categorii de persoane. Problematica tratată este de un real interes pentru specialiştii din instituţiile de cercetare, proiectare, centre de calcul şi organe de sinteză, deopotrivă pentru matematicieni, ingineri, fizicieni, biologi şi economişti, ca şi cadrelor didactice şi doctoranzilor din specialităţile : automatică, electronică, electrotehnică, informatică, cibernetică şi biologie-ecologie.

* * * **Mathematical Foundations of Computer Science 1976. Proceedings, 5th Symposium, Gdansk, September 6—10, 1976.** (Fundamente matematice ale ştiinţei calculatorului. Lucrările celui de-al 5-lea Simpozion-Gdansk, 6—10 sep. 1976). (Edited by A. Mazurkiewicz). Berlin, Heidelberg, New York, Springer—Verlag, 1976.

Acest volum conţine lucrările prezentate la Simpozionul „Fundamentele matematice ale ştiinţei calculatorului", care a avut loc la Gdansk, în Polonia, 6—10 septembrie 1976. Scopul simpozionului a fost promovarea şi dezvoltarea abordării matematice a bazelor calculului automat.

Comunicările prezentate în volum constau dintr-un număr de 12 lucrări de sinteză („invited lecturers") şi 64 de comunicări, grupate pe următoarele probleme :

programe şi calcul automat ;
limbaje de programare ;
baze de date şi sisteme de regăsire a informaţiei ;
analiza şi complexitatea algoritmilor ;
limbaje formale şi automate.

Interesul ştiinţific şi practic al problematicii mai sus-citate a crescut rapid, în ultimii ani, ceea ce rezultă şi din numărul mare de comunicări prezentate de simpozion.

Printre lucrările de sinteză se numără : *Modularizarea efectivă a sistemelor logice* (E. W. Dijkstra) ; *Asupra structurii ramificate a limbajelor* (I. M. Havel) ; *Probleme de decizie pentru automate multi-bandă* (P. H. Starke) şi : *Scheme recursive de programare şi funcţionale calculabile automat* (B. A. Traktenbrot).

Dintre comunicările prezentate selectăm : *Asupra relaţiei de legătură dintre o procedură şi datele sale* (A. Cremers, Th. N. Hibbard) ; *O abordare axiomatică a structurilor informaţionale* (H. D. Ehrlich) ; *Model orientat către microprogramare al structurilor reglate* (I. Hansen, J. Leszczylowski) ; *Polinomul caracteristic al unui automat finit* (D. Perrin) ; *Algebre „libere de context" : un instrument matematic pentru specificarea compilatoarelor* (T. Rus) ; *Un model matematic al prelucrării paralele a informaţiei* (A. Skowron) ; *Influenţa prezenării datelor asupra puterii de calcul a maşinilor* (R. Verbeek, K. Weihrauch) ; *Echivalenţa şi optimizarea schemelor de programare recursive* (Z. Zwinogrodzki).

Această enumerare nu epuizează lucrările care prezintă un interes aplicativ sau teoretic, ci vrea numai să atragă atenţia asupra sferei de interes. Astfel una dintre problemele majore, tratate în mai multe lucrări este aceea a semanticii programelor de calcul. S-a pus accentul pe *semantica denotaţională* şi pe *semantica interrelaţională* (în prima proprietăţile semantice *denotă* o implicaţie, în cea de-a doua ele sînt dependenţe funcţionale sau *interrelaţii*).

O altă problemă majoră, tratată în mai multe comunicări, este aceea a complexităţii algoritmilor. Trebuie apreciat că se face distincţie între *complexitatea de calcul a algoritmilor* şi *complexitatea descriptivă a algoritmilor*. Se distinge concluzia de ordin practic că viteza de calcul creşte odată cu adăugarea de noi operaţii maşinii (concluzie de calcul) ; de asemenea, puterea descriptivă creşte prin adăugarea de noi facilităţi de limbaj (concluzie privind aspectul descriptiv).

Volumul editat cu ocazia Simpozionului IFIP (aflat la cea de-a 5-a reuniune), prezintă un real interes pentru cercetătorii, inginerii de sistem, analiştii şi programatorii, din instituţiile de informatică şi automatică, din centrele de calcul electronic, ca şi pentru cadrele didactice şi doctoranzii din facultăţile de informatică, automatică şi matematică.

Dr. Ing. *Florin Stănciulescu*

1977 APR 2 61

E2040

REFERALVA

Victor A.

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 25 • Nr. 3 • APRILIE 1977

THE ENTREPRISE
FOR MAINTAINING AND REPAIRING
COMPUTING EQUIPMENT

IIRUC

EXECUTES:

- SERVICE FOR COMPUTING AND COPYING EQUIPMENTS THROUGH ITS TECHNICIANS FROM THE FOLLOWING BRANCHES IN THE COUNTRY ALBA-IULIA, ALEXANDRIA, ARAD, BACĂU, BAIA-MARE, BISTRIȚA, BÎRLAD, BOTOȘANI, BRAD, BRAȘOV, BRĂILA, BUZĂU, CALAFAT, CARACAL, CARANSEBEȘ, CĂLĂRAȘI, CÎMPINA, CÎMPULUNG-MUSCEL, CLUJ-NAPOCA, CONSTANȚA, CRAIOVA, CUGIR, DEJ, DROBETA TURNU SEVERIN, DEVA, FĂGĂRAȘ, FOCȘANI, GALAȚI, GIURGIU, GH. GHEORGHIU-DEJ, HUEDIN, HUNEDOARA, IAȘI, LUGOJ, MEDIAȘ, MIERCUREA-CIUC, OLTENIȚA, ORADEA, PETROȘANI, PIATRA-NEAMȚ, PITEȘTI, PLOIEȘTI, REGHIN, REȘIȚA, RÎMNICU-VÎLCEA, RÎMNICU-SĂRAT, ROMAN, SATU-MARE, SFÎNTU-GHEORGHE, SIGHETUL MARMAȚIEI, SINAIA, SIBIU, SIGHIȘOARA, SLATINA, SLOBOZIA, SUCEAVA, TÎRGOVIȘTE, TÎRGU-JIU, TÎRGU-MUREȘ, TÎRGU-SECUIESC, TÎRNĂVENI, TIMIȘOARA, TULCEA, TURDA, TR. SEBERIN, VASLUI, VATRA-DORNEI, ZALĂU, ZĂRNEȘTI.
- DEMONSTRATIONS OF THE EQUIPMENTS ON THE OCCASION OF INTERNATIONAL FAIRS, EXHIBITIONS.
- RECEPTIONS, INSTALLATIONS, AND PUTTING INTO FUNCTION
- PERIODICAL REVISIONS
- REPAIRS IN GUARANTEE AND IN POST GUARANTEE
- EXPERT EXAMINATION SERVICES, TECHNICAL WORKS AND DEMONSTRATION
- ORGANIZES STOCKS OF SPARE PARTS, TOOLS AND CONSUMABLES REQUIRED BY SERVICE
- ORGANIZES SERVICE BRANCHES FOR THE EXPORTED COMPUTING EQUIPMENTS.

THE LIST OF THE ADRESSES OF THE PREMISES AND MAIN BRANCHES:

CENTRAL PREMISES—BUCHAREST 2
Dimitrie Pompei Bd., 6
Telex: SERVICE IIRUC 11716 R, TELEPHON 90/792070

MUNTENIA AREA
Bd. Prof. Dimitrie Pompei Nr. 6, Sector 2, TELEPHON 90/792070/168, 108

OLTENIA AREA—CRAIOVA, TELEPHON 941/24466
România Muncitoare Str. 104 24465

BANAT AREA—TIMIȘOARA
Piața 700 TELEPHON 961/34526

NORTH TRANSILVANIA AREA—CLUJ-NAPOCA
Horea Str. 8 951/31994—30922

SOUTH TRANSILVANIA AREA — BRAȘOV
Traian Str. 34 921/30937 : 30986

MOLDAVIA AREA — IASI
B-dul Republicii Nr. 30 Bl. Z 4 980/32844—33302

MŰSZAKI KÖNYVTÁRES ORSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1833

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 25 Nr. 3 aprilie 1977

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 658.562 : 621.004.64

FIABILITATE
ÎNCERCARE TRUNCHIATĂ
ÎNCERCARE CENZURATĂ
ESTIMARE BAYESIANĂ

Căluneanu, V. M. şi *Mihalache, A.* : **Analiza eficienţei încercărilor trunchiate şi cenzurate de evaluare a indicatorilor de fiabilitate.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 101

În lucrare se compară costurile medii ale încercărilor trunchiate şi cenzurate de evaluare a fiabilităţii pentru un acelaşi volum de informaţii anterioare efectuării încercării şi o aceeaşi precizie a estimării. Se stabilesc criteriul de optimizare şi condiţiile de existenţă a planului optim.

CZ 621.313.29

CRIOMAŞINI ELECTRICE ROTATIVE
DEZVOLTARE
PERSPECTIVĂ

Puşcaşu, S. şi *Georgescu, E.* : **Aspecte actuale ale utilizării supraconductibilităţii în construcţia de maşini electrice rotative.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 105

Lucrarea prezintă principalele aspecte ale posibilităţilor de realizare a criomaşinilor electrice rotative, precum şi ale dezvoltării în perspectivă a acestor tipuri de maşini cu avantajele lor tehnico-economice.

CZ 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83

GENERATOR DE IMPULS DE CURENT
REGIM OSCILANT AMORTIZAT
ECUAŢIE DE SINTEZĂ

Arabadji, P. : **Sinteza generatorului de impuls de curent în regim oscilant amortizat.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 114

Lucrarea prezintă o sinteză a generatorului de impuls de curent în regim oscilant amortizat şi o metodică practică de determinare a domeniului în care elementele generatorului se pot afla, în funcţie de forma de undă impusă, de toleranţele admise pentru aceasta, precum şi de criteriile de obţinere a unei stabilităţi optime.

CZ 621.3.042

DECLANŞATOR ULTRARAPID
REPULSIE ELECTRODINAMICĂ
CIRCUIT MAGNETIC ÎN AER

Pavelescu, D. : **Soluţie optimizată pentru declanşator ultrarapid cu repulsie electrodinamică.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 121

Articolul se referă la un domeniu modern al construcţiei de aparate de comutaţie, şi anume limitatoare de curent, echipate cu declanşatoare ultrarapide cu efect Thomson.

CZ 621.327.3 : 535.371

BALAST
ZGOMOT, VIBRAŢIE
ÎNCERCĂRI

Ivanovici, C. şi *Sârbu, M. Al.* : **Măsurări ale nivelului de zgomot la balasturile pentru lămpi fluorescente.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 129

Se prezintă rezultate experimentale obţinute asupra măsurătorilor de zgomot la balasturile şi vibraţiile carcasei la lămpile fluorescente.

CZ 534.321.9

TRADUCTOR INDUCTIV
VIBRAŢII
TENSIUNE ELECTROMOTOARE

Ghiţă, C., Galan, N., Sârbu, A. şi *Drăgan, O.* : **Calculul tensiunii electromotoare în traductorul de vibraţii torsionale.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 134

Este expus un tip de traductor inductiv de o construcţie simplă, robust şi uşor de folosit, destinat măsurării amplitudinii vibraţiilor torsionale în medii solide conductoare.

CZ 658.562 : 621.004.64 : 621.311.1

FIABILITATE
REŢELE ELECTRICE
GRADIENT DE SERVICIU

Cruceru, C. : **Contribuţii la elaborarea unor metode de determinare a fiabilităţii reţelelor electrice în cablu, destinate sistemelor electroenergetice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 138

Se prezintă unele metode de determinare a fiabilităţii reţelelor electrice în cablu.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ŞT. GROSU ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ* (*O.I.D.*), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45–47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23–25. C. 7062. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. —ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 658.562 : 621.004.64

НАДЕЖНОСТЬ
ИСПЫТАНИЕ УСЕЧЁННОЕ
ИСПЫТАНИЕ ЦЕНЗУРИРОВАННОЕ
ОЦЕНКА БАЙЕСА

Кэтуняну, В., М. и Михалаке, А.: **Анализ эффективности усечённых и цензурированных испытаний для оценки показателей надёжности.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25**, № 3, апрель 1977, стр. 101

В работе сравниваются средние цены усечённых и цензурированных испытаний оценки надёжности для того же самого объёма информаций, предшествующие проведению испытаний и для той же самой точности оценки. Определяются критерии оптимизации и условия существования оптимального плана.

УДК 621.313.29

КРИОМАШИНЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ВРАЩАЮЩИЕСЯ
ПЕРСПЕКТИВЫ
РАЗВИТИЕ

Пушкашу, С. и Джорджеску, Е.: **Актуальные аспекты использования сверхпроводимости в конструкции вращающихся электрических машин.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25**, № 3, апрель 1977, стр. 105

В работе представлены основные аспекты возможностей осуществления электрических вращающихся криомашин, а также перспективное развитие этих типов машин с их технико-экономическими преимуществами.

УДК 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83

ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСНЫЕ ТОКА
РЕЖИМ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЙ ЗАТУХАЮЩИЙ
УРАВНЕНИЕ СИНТЕЗА

Арабаджи, П.: **Синтез импульсного генератора тока в колебательном затухающем режиме.**

F.E.A. – **Electrotehnica 25** № 3, апрель 1977, стр. 114

Работа представляет синтез импульсного генератора тока в колебательном затухающем режиме и практическую методику определения области, в которой могут находиться элементы генератора в зависимости от допустимых допусков, а также от критериев получения оптимальной устойчивости.

УДК 621.3.042

ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ СВЕРХБЫСТРЫЙ
РЕПУЛЬСИЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ
ЦЕПЬ МАГНИТНАЯ В ВОЗДУХЕ

Павелеску, Д.: **Оптимизированное решение для сверхбыстрого выключателя электродинамической репульсией.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25**, № 3, апрель 1977, стр. 121

Статья относится к современной области строения коммутационных аппаратов, а именно ограничителям тока, оснащенным сверхбыстрыми выключателями с эффектом Томсона.

УДК 621.327.3 : 535.371

БАЛЛАСТ
ИСПЫТАНИЯ
ШУМ, ВИБРАЦИИ

Иванович, К. и Сырбу, М. Ал.: **Измерения уровня шума балласта для флуоресцентных ламп.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25**, № 3, апрель 1977, стр. 129

Представлены результаты полученные при измерении шума балласта и вибраций кожуха флуоресцентных ламп.

УДК 534.321.9

ДАТЧИК ИНДУКТИВНЫЙ
ВИБРАЦИИ
Э.Д.Н.

Гицэ, К., Галан, Н., Сырбу, А. и Дрэган, К.: **Вычисление э.д.н. в датчике вибраций кручения.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25**, № 3, апрель 1977, стр. 134

Описан тип индуктивного датчика простой конструкции, легко используемого и крупного, предназначенного измерению амплитуды вибрации кручения в твёрдых проводниковых средах.

УДК 658.562 : 621.004.64 : 621.311.1

НАДЕЖНОСТЬ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СЕТИ
ГРАДИЕНТ СЛУЖБЫ

Кручеру, К.: **Вклады в разработку метода определения надежности электрических кабельных сетей предназначенных для электроэнергетических систем.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25**, № 3, апрель 1977, стр. 138

Представлены некоторые методы определения надежности кабельных электрических сетей.

INHALT

DK 658.562 : 621.004.64

BAYESSCHE AUSWERTUNG
KONTROLLVERSUCH
TEILVERSUCH
ZUVERLÄSIGKEIT

Cătuneanu, V. M., Mihalache, A. : **Die Analyse der Wirksamkeit von Teil — und Kontroll-Auswertungsversuchen bei Zuverlässigkeitsindikatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 3, Apr. 1977, S. 101

Die Arbeit vergleicht die mittleren Kosten der Teil — und Kontroll-Auswertungsversuche der Zuverälssigkeit für das gleiche Volumen von Informationen von der Ausführung des Versuchs und der gleichen Genauigkeit der Auswertung. Es werden das Optimierungskriterium und die Existenzbedingungen des optimalen Plans festgelegt.

DK 621.313.29

ELEKTRISCHE KRYOROTATIONSMACHINEN
ENTWICKLUNG
PERSPEKTIVEN

Puşcaşu, S., Georgescu, N. : **Die aktuellen Aspekte der Verwendung der Supraleitfähigkeit beim Bau elektrischer Rotationsmaschinen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 3, Apr. 1977, S. 105

Die Arbeit zeigt die wichtigsten Aspekte der Entwicklungsmöglichkeiten von elektrischen Kryorotationsmaschinen, sowie die zukünftige Entwicklung dieser Maschinentypen mit den diesbezüglichen technischen und wissenschaftlichen Vorteilen.

DK 61.319.53.014.332 : 621.317.333.83

GEDÄMPFTER SCHWINGENDER BETRIEB
STROMIMPULSGENERATOR
SYNTHESEGLEICHUNG

Arabadji, P. : **Die Synthese des Stromimpulsgenerators im gedämpften schwingenden Betrieb.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 3, Apr. 1977, S. 114

Die Arbeit erläutert eine Synthese des Stromimpulsgenerators in gedämpften, schwingenden Betrieb und eine praktische Methode zur Fesstellung des Gebietes in dem die Generatorenelemente aufzufinden sind, in Abhängigkeit von der vorgeschriebenen Wellenform, den diesbezüglichen zulässigen Toleranzen, sowie die Kriterien zur Erreichung einer optimalen Stabilität.

DK 621.3.042

ELEKTRODYNAMISCHE ABSTOSSUNG
MAGNETISCHER KREIS
ULTRAFLINKE AUSLÖSER

Pavelescu, D. : **Optimierte Lösung für einen ultraflinken Auslöser mit elektrodynamischer Abstossung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 3, Apr. 1977, S. 121

Der Artikel befasst sich den modernen Gebiet des Schaltapparatebaus, und namentlich mit den Strombegrenzern, die mit ultraflinken Auslösern mit Thomson-Effekt ausgestattet sind.

DK 621.327.3 : 535.371

GERÄUSCH, SCHWINGUNG
SCHWERSTÜCK
VERSUCHE

Ivanovici, C., Sârbu, M. Al. : **Messungen des Geräuschpegels bei dem Schweistücken für Leuchtstofflampen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 3, Apr. 1977, S. 129

Es werden die experimentellen Ergebnisse dargestellt, die bei den Geräuschmessungen an Schwerstücken und den Schwingungen der Gehäuse von Leuchtstofflampen festgestellt wurden.

DK 534.321.9

INDUKTIVER GEBER
SCHWINGUNGEN

Ghiță, C., Galan, N., Sârbu, A., Drăgan, O. : **Die Berechnung der EMK bei einen Geber für Drehschwingungen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 3, Apr. 1977, S. 134

Es wird der Typ eines induktiven Gebers mit einer einfachen Bauart, robust und leicht bedienbar, zur Messung der Amplituden von Drehschwingungen in festen, leitenden Medien beschrieben.

DK 658.562 : 621.004.64 : 621.311.1

BETRIEBSZUVERLÄSSIGKEIT
STROMNETZE
BETRIEBSGRADIENT

Cruceru, C. : **Beitrag für die Ausarbeitung einer Feststellungsmethode für die Betriebszuverlässigkeit elektrischer Kabelnetze, die für elektroenergetische Systeme benützt werden.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 3, Apr. 1977, S. 138

Es werden einige Methoden für die Festsellung der Betriebszuverlässigkeit elektrischer Kabelnetze entwickelt.

CONTENTS

DC 658.562 : 621.004.64

RELIABILITY
SINGLE TEST
CONTROLLED TEST
BAYES ESTIMATION

Cătuneanu, V., Mihalache, A. : **Analysis of the efficiency of single and controlled tests for the estimation of reliability indicators.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 3, apr. 1977, p. 101

The article deals with the average costs of the single and controlled reliability evaluation tests for the same information amount obtained previous to the test development and for the same accuracy of estimation.

The optimisation criterion and the conditions of the optimal plan existence are established.

DC 621.313.29

CRYOGENIC ROTATING ELECTRICAL MACHINES
DEVELOPMENT
PERSPECTIVE

Pușcașu, S., Georgescu, E. : **Actual aspects of superconductivity application to rotating electrical machine building.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 3, apr. 1977, p. 105

The article presents the main aspects of the possibilites of building rotating electrical cryogenic machines as well as the prospective development of these types of machines with the respective technical and economic advantages.

DC 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83

CURRENT PULSE GENERATOR
DAMPED OSCILATING REGIME
SYNTHESIS EQUATION

Arabadji, P. : **Synthesis of the current pulse generator working in damped oscillating regime.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 3, apr. 1977, p. 114

The article presents a synthesis of the current pulse generator working in damped oscillating regime and a practical method of determining the domain in which the generator elements are to be found depending on the imposed wave form, the admitted tolerance and the criteria for obtaining the optimal stability.

DC 621.3.042

ULTRARAPID TIGGER
ELECTRO-DYNAMIC REPULSION
AIR MAGNETIC CIRCUIT

Pavelescu, D. : **Optimized solution for ultrarapid tigger with electro-dynamic repulsion.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 3, apr. 1977, p. 121

The article refers to the modern domain of the switch apparatus manufacturing, i.e. to the current-limitting ones equipped with ultrarapid tigger with Thomson effect.

DC 621.327.3 : 535.371

BALLAST
NOISE, VIBRATION
TESTS

Ivanovici, C., Sirbu, M. Al. : **Measurements of noise level in ballasts for fluorescent lamps.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25** no. 3, apr. 1977, p. 129

The article presents the experimental results obtained by noise measurements in ballasts and the viabrations of the case of fluorescent lamps.

DC 534.321.9

INDUCTIVE TRADUCER
VIBRATIONS
ELECTROMOTIVE VOLTAGE

Ghiță, C., Galan, N., Sirbu, A., Drăgan, O. : **Computation of the electromotive voltage in the torsional vibration transducer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 3, apr. 1977, p. 134

The article presents an inductive transducer with a simple resistant construction, easy to be used, designed for measuring the amplitude of the torsional vibrations in conducting solid media.

DC 658.562: 621.004.64: 621.311.1

RELIABILITY
ELECTRCAL NETWORKS
WORKNG GRADIENT

Cruceru, C. : **Contributions to elaborating some determination methods of electrical networks reliability in a cable, used in the electroenergetical systems.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 138

The paper presents some determination method for the electrical networks reliability in a cable.

S O M M A I R E

CD 658.562 : 621.004.64

FIABILITE
ESSAI TRONQUE
ESSAI CENSURE
ESTIMATION BAYES

Căluneanu, V. M. et *Mihalache, A.* : **L'analyse de l'efficience des essais tronqués et censurés d'évaluation des indicateurs de fiabilité.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 101

Dans l'ouvrage on compare des coûts moyens des essais tronqués et censurés d'évaluation de la fiabilité pour un même volume d'informations antérieures à la réalisation de l'essais et une même précision de l'estimation. On établit le critère d'optimisation et les conditions d'existence du plan optimal.

CD 621.313.29

CRIOMACHINES ELECTRIQUES TOURNANTES
DEVELOPPEMENT
PERSPECTIVE

Puşcaşu, S. et *Georgescu, E.* : **Aspects actuels de l'utilisation de la superconductibilité dans la construction des machines électriques tournantes.**

E.E.A. –**Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 105

L'ouvrage présente les principaux aspects des possibilités de réalisation des criomachines électriques tournantes, de même que ceux du développement en perspective de ce type de machines et leurs avantages technico-économiques.

CD 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83

GENERATEUR D'IMPULSIONS DE COURANT
RFGIME OSCILANT AMORTI
EQUATION DE SYNTHESE

Arabadji, P. : **Synthèse du générateur d'impulsions de courant en régime oscilant amorti.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 114

L'ouvrage présente une synthèse du générateur d'impulsions de courant en régime oscilant amorti et une méthodologie pratique de détermination du domaine dans lequel les éléments du générateur peuvent se trouver, en fonction de la forme d'onde imposée, des tolérances admises pour celui-ci, de même que des critères d'obtention d'une stabilité optimale.

CD 621.3.042

DECLENCHEUR ULTRARAPIDE
REPULSION ELECTRODYN0MIQUE
CIRCUIT MAGNET!QUE DANS L'AIR

Pavelescu, D. : **Solution optimisé pour déclencheur ultrarapide à répulsion électrodynamique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 121

L'article se réfère à un domaine moderne de la construction d'appareils de commutation, tout particulièrement aux limitateurs de courant, équipés de déclencheurs ultrarapides à effect Thomson.

CD 621.327.3 :535.371

BALLAST
BRUIT, VIBRATION
ESSAIS

Ivanovici, C. et *Sirbu, M.Al.* : **Mesures du niveau de bruit des ballastes pour lampes fluorescentes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 129

On présente les résultats expérimentaux obtenus sur les mesures de bruit des ballastes et des vibrations de la carcasse des lampes fluorescentes.

CD 534.321.9

TRADUCTEUR INDUCTIF
VIBRATIONS
TENSION ELECTROMOTRICE

Ghiţă, C., Galan, N., Sârbu, A. et *Drăgan, O.* : **Calcul de la tension électromotrice dans le traducteur de vibrations de torsion.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 134

On présente un type de traducteur inductif de construction simple, robuste, d'emploi facile, destiné à la mesure de l'amplitude des vibrations de torsion dans des milieux solides conducteurs.

CD 685.562: 621,004.64: 621.311.1

FIABILITÉ
RESEAUX ELECTRIQUES
GRADIENT DE SERVICE

Cruceru, C. : **Contributions à l'élaboration des certaines méthodes pour déterminer la fiabilité des réseaux électriques en cables.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 3, apr. 1977, p. 138

On présente certaines méthodes pour déterminer la fiabilité des réseaux électriques en cables.

CZ 658.562 : 621.004.64

FIABILITATE
ÎNCERCARE TRUNCHIATĂ
ÎNCERCARE CENZURATĂ
ESTIMARE BAYESIANĂ

Analiza eficienței încercărilor trunchiate și cenzurate de evaluare a indicatorilor de fiabilitate

VASILE M. CĂTUNEANU, A. MIHALACHE* — BUCUREȘTI

Introducere

Estimarea indicatorilor de fiabilitate se face prin prelucrarea statistică a rezultatelor experimentale obținute în urma efectuării unei încercări de fiabilitate. Modul de prelucrare depinde de felul cum este organizată încercarea.

Există două planuri de organizare a încercării: *trunchiat*, cînd durata încercării este prestabilită și *cenzurat*, cînd se precizează numărul de defectări pînă la care se continuă încercarea.

Se adoptă, în continuare, legea de distribuție exponențială pentru timpul de funcționare, astfel încît estimarea indicatorilor de fiabilitate se reduce la estimarea parametrului λ al acestei legi de distribuție. Adoptarea acestei legi de distribuție este justificată de următoarele motive:

a. considerente teoretice și experimentale arată că această lege este adecvată perioadei utile de funcționare a sistemelor complexe și a unor tipuri de componente [3];

b. orice lege de distribuție reală a timpului de funcționare poate fi aproximată suficient de precis de o secvență de funcții exponențiale, avînd parametrii diferiți [7].

În condițiile adoptării acestei legi, lucrările fundamentale de teoria fiabilității [1, 2] arată că, pentru un același nivel de încredere și același nivel real al fiabilității, încercarea cenzurată conduce la o precizie mai bună a estimării față de încercarea trunchiată, aceasta din urmă fiind de preferat doar în cazurile cînd este necesară o planificare în timp a încercării. În aceste lucrări se adoptă însă numai punctul de vedere al statisticii clasice care nu ia în considerație decît rezultatele experimentale.

În aceste condiții se arată [1] că relația aproximativă între precizia estimării, nivelul de încredere și volumul de date experimentale este:

$$nT \simeq \frac{u^2\gamma}{\lambda S^2},$$

unde n este volumul eșantionului supus încercării;
T — durata încercării;
λ — intensitatea (rata) de defectare reală;
$S = \frac{\lambda_{sup} - \lambda_{inf}}{\lambda_{sup} + \lambda_{inf}}$ — precizia estimării;
$P(\lambda_{inf} < \lambda < \lambda_{sup}) = 1 - \gamma$ — nivelul de încredere;
u_γ — cuantila de ordinul γ a distribuției normale.

Se observă că pentru un nivel de încredere de 90% și o precizie de 20% volumul încercării este:

$$nT = \frac{67{,}5}{\lambda}.$$

Mărind precizia de două ori ($S = 10\%$), volumul încercării crește la:

$$nT = \frac{2\,700}{\lambda}.$$

Din exemplul dat rezultă că estimarea indicatorilor de fiabilitate implică un volum important al încercării. O reducere a acestui volum poate fi efectuată prin utilizarea metodelor statisticii bayesiene. Aceasta presupune cuantificarea întregii informații asupra nivelului fiabilității preexistente efectuării încer-

* Prof. dr. ing. *V. M. Cătuneanu* este șeful Catedrei de tehnologie, electronică și fiabilitate din IPB, iar ing. *A. Mihalache* este asistent la aceeași catedră.

cării în forma unei funcții de distribuție apriori de parametrul λ interpretat ca variabilă aleatoare [4]. Informația apriori poate fi completată cu rezultate experimentale prin ecuația lui Bayes, obținîndu-se, din aproape în aproape, o funcție de distribuție aposteriori din ce în ce mai concentrată asupra valorii adevărate a parametrului λ. În [5] se efectuează o analiză a încercărilor trunchiate și cenzurate din punct de vedere bayesian, adoptînd o funcție de pierderi de tip cvadratic și aplicînd teoria deciziilor optime în raport cu această funcție de pierderi.

Dezavantajul unei asemenea abordări constă în faptul că funcția de pierderi nu este unic determinată, construcția ei presupunînd un anumit grad de arbitrariate. De asemenea, aplicarea teoriei deciziei optime conduce la o estimare punctuală a parametrului λ, care nu pune în evidență gradul de incertitudine asociat valorii parametrului după efectuarea încercării.

De aceea, în această lucrare se ia în considerare distribuția aposteriori în ansamblul ei, ea reprezentînd întreaga informație asupra nivelului fiabilității după efectuarea experimentului.

Informația anterioară încercării va fi exprimată printr-o funcție de distribuție de tip gama. Motivele care conduc la adoptarea acestei distribuții sînt [6]:

a. distribuția gama este definită pentru valori pozitive ale variabilei aleatoare, ceea ce corespunde sensului fizic al paramerului λ;

b. are o formă flexibilă datorită dependenței de doi parametri;

c. conduce la calcule simple datorită caracterului ei de distribuție conjugată față de cea exponențială [4];

d. o combinație liniară de asemenea funcții de distribuție poate genera o clasă foarte generală de distribuții apriori [3].

În capitolul următor se vor compara planurile trunchiate și cenzurate din punct de vedere al costului mediu.

Se notează cu c_1 costul încercării unui element în unitatea de timp și cu c_2 costul unui element defectat în timpul încercării. Costul c_1 include cheltuielile legate de utilajul de încercare, energia consumată, manopera necesară, imobilizarea elementelor recuperabile după încheierea încercării. Se vor considera variantele cu înlocuire, concluziile rămînînd valabile și pentru încercările fără înlocuire.

1. Evaluarea costului mediu al încercărilor

1.1. Plan cenzurat. Rezultatele experimentale constau în momentele de defectare t_i, $i = 1, 2, \ldots, r$. Informația conținută de aceste rezultate experimentale este exprimată de statistica suficientă T_Σ, care reprezintă timpul cumulat de funcționare a elementelor supuse încercării. Dacă n este volumul eșantionului supus încercării, atunci:

$$T_\Sigma = nt_r, \tag{1}$$

unde t_r este momentul ultimei defectări.

Densitatea de probabilitate condiționată a variabilei aleatoare T_Σ este de tip gama cu parametrii λ și r:

$$f(T_\Sigma/\lambda) = \frac{\lambda(\lambda T_\Sigma)^{r-1} e^{-\lambda T_\Sigma}}{(r-1)!}. \tag{2}$$

Densitatea de probabilitate apriori a parametrului λ este de tip gama cu parametrii α și β.

$$f_a(\lambda) = \frac{\beta(\beta\lambda)^{\alpha-1} e^{-\beta\lambda}}{\Gamma(\alpha)}. \tag{3}$$

Introducînd în ecuația lui Bayes relațiile (2) și (3), rezultă funcția de distribuție aposteriori a lui λ:

$$f_p(\lambda) = \frac{(\beta + T_\Sigma)\,[(\beta + T_\Sigma)\lambda]^{\alpha+r-1} e^{-(\beta+T_\Sigma)\lambda}}{\Gamma(\alpha + r)} \tag{4}$$

Această funcție este de tip gama, avînd parametrii $\alpha + r$ și $\beta + T_\Sigma$.

Incertitudinea privind valoarea parametrului poate fi exprimată prin dispersia distribuției aposteriori. Cu cît această dispersie este mai mică, cu atît precizia estimării este mai bună. Dispersia distribuției aposteriori este:

$$D_p(r, T_\Sigma) = \frac{\alpha + r}{(\beta + T_\Sigma)^2}. \tag{5}$$

Pentru efectuarea comparațiilor este necesar să se calculeze valoarea medie a dispersiei aposteriori pe mulțimea realizărilor lui T_Σ. În acest scop, utilizînd relațiile (2) și (3), se calculează densitatea de probabilitate necondiționată a lui T_Σ:

$$f_1(T_\Sigma) = \int_0^\infty f(T_\Sigma/\lambda) f_a(\lambda)\,d\lambda =$$

$$= \frac{\beta^\alpha T_\Sigma^{r-1}}{(\beta + T_\Sigma)^{\alpha+r}} \cdot \frac{\Gamma(\alpha + r)}{\Gamma(\alpha).\Gamma(r)}. \tag{6}$$

Utilizînd relațiile (5) și (6), se calculează media dispersiei aposteriori:

$$M[D_p] = \int_0^\infty D_p(r, T_\Sigma) f_1(T_\Sigma)\alpha T_\Sigma = \frac{\alpha(\alpha + 1)}{(\alpha + r + 1)\beta^2}. \tag{7}$$

Costul unei încercări de fiabilitate este:

$$k(r, T_\Sigma) = C_1 T_\Sigma + C_2 r. \quad (8)$$

Costul mediu al încercării cenzurate se obţine mediind expresia (8) pe mulţimea realizărilor lui T_Σ. Utilizînd relaţiile (6) şi (8), se obţine:

$$K(r) = \int_0^\infty k(r, T_\Sigma) f_1(T_\Sigma)\, \alpha T_\Sigma =$$

$$= C_1 \beta r \frac{\Gamma(\alpha-1)}{\Gamma(\alpha)} + C_2 r. \quad (9)$$

Încercarea cenzurată implică deci, pentru o precizie medie a estimării dată de (7) un cost mediu dat de (9).

1.2. Plan trunchiat. Informaţia dată de o încercare trunchiată este conţinută de statistica suficientă $r(T)$, care reprezintă numărul de defectări apărute în timpul încercării. Densitatea de probabilitate condiţionată a lui $r(T)$ este de tip Poisson:

$$f(r/\lambda) = \frac{(\lambda T_\Sigma)^r}{r!} e^{-\lambda T_\Sigma}. \quad (10)$$

În relaţia (10) T_Σ reprezintă, de asemenea, timpul cumulat de funcţionare a elementelor încercate. Dacă T este durata prestabilită a încercării, atunci:

$$T_\Sigma = nT. \quad (11)$$

Densitatea de probabilitate aposteriori a parametrului λ este de tip gama de parametri $\alpha + r$ şi $\beta + T_\Sigma$.

Pentru calculul valorii medii a dispersiei aposteriori este necesar să se determine distribuţia necondiţionată a lui r.

Utilizînd relaţiile (3) şi (10), se obţine:

$$f_2(r) = \int_0^\infty f(r)/\lambda)\, f_a(\lambda) \alpha\lambda = \frac{\beta^\alpha T_\Sigma^r}{r(\beta+T_\Sigma)^{r+\alpha}} \cdot \frac{\Gamma(\alpha+r)}{\Gamma(\alpha).\Gamma(r)}. \quad (12)$$

Media dispersiei aposteriori pe toate realizările lui r se obţine utilizînd relaţiile (5) şi (12):

$$M[D_p] = \sum_{r=0}^{\infty} D_p(r, T_\Sigma) f_2(r) = \frac{\alpha}{\beta(\beta + T_\Sigma)}. \quad (13)$$

Costul mediu al încercării trunchiate se obţine mediind expresia (8) pe toate realizările lui r. Utilizînd relaţiile (8) şi (12), se obţine:

$$K(T_\Sigma) = \sum_{r=0}^{\infty} k(r, T_\Sigma) f_2(r) = C_1 T_\Sigma + C_2 \frac{\alpha T_\Sigma}{\beta}. \quad (14)$$

Astfel, planul trunchiat conduce la o estimare de precizie dată de (13) cu un cost mediu indicat de (14).

2. Comparaţia

Se vor compara planurile trunchiate şi cenzurate echivalente din punct de vedere al preciziei estimării, adică avînd aceeaşi medie a dispersiei aposteriori. Din relaţiile (7) şi (13) rezultă condiţia de echivalenţă:

$$\frac{\alpha(\alpha+1)}{(\alpha+r+1)\beta^2} = \frac{\alpha}{\beta(\beta+T_\Sigma)}; \quad T_\Sigma = \frac{\beta r}{\alpha+1}. \quad (15)$$

Relaţia (15) dă volumul unei încercări trunchiate care conduce la o estimare de precizie egală cu o încercare cenzurată.

Scăzînd relaţia (14) din (9) şi ţinînd seamă de (15), rezultă diferenţa dintre costurile medii ale încercărilor cenzurate şi trunchiate echivalente ca precizie:

$$\delta = K(r) - K(T_\Sigma) = \frac{r}{\alpha^2 - 1}[2\beta c_1 + (\alpha - 1)C_2] > 0, \quad \alpha > 1. \quad (16)$$

În cazul în care $\alpha = 1$ relaţia (9) devine:

$$K(r) = (\beta c_1 + c_2) r. \quad (17)$$

Înlocuind în (16), rezultă:

$$\delta = (\beta c_1 + c_2)\frac{r}{2} > 0. \quad (18)$$

Cazul $\alpha < 1$ nu interesează, deoarece pentru aceste valori distribuţia gama nu are modă, adică nu există aprioric o valoare maxim plauzibilă a lui λ.

În consecinţă, rezultă că încercarea trunchiată este în medie mai avantajoasă decît încercarea cenzurată, indiferent de costurile c_1 şi c_2.

3. Optimizare

Adoptînd un plan de organizare de tip trunchiat, este necesar să se determine un volum optim al încercării, atît din punct de vedere al costului, cît şi al preciziei estimării.

În vederea construcţiei criteriului de optimizare se calculează creşterea medie relativă a preciziei prin combinarea rezultatelor experimentale cu informaţia anterioară. Deoarece precizia este măsurată de dispersia valorilor

posibile a parametrului λ rezultă îmbunătăţirea medie relativă :

$$\Delta\varepsilon = \frac{D_a - M[D_p]}{D_a} \tag{19}$$

unde D_a este dispersia apriori, iar (MD_p) este media dispersiei aposteriori în cazul încercării trunchiate.

Ţinînd seamă că $D_a = \alpha/\beta^2$ şi de relaţiile (13), (19) devine :

$$\Delta\varepsilon = \frac{T_\Sigma}{\beta + T_\Sigma}. \tag{20}$$

Asociind o recompensă c_3 pentru îmbunătăţirea în medie cu 1% a preciziei, rezultă funcţia de cost mediu al încercării care ţine seama şi de îmbunătăţirea medie a preciziei :

$$c(T_\Sigma) = K(T_\Sigma) - c_3\Delta\varepsilon. \tag{21}$$

Înlocuind relaţiile (14) şi (20) în (21), rezultă :

$$c(T_\Sigma) = c_1 T_\Sigma + c_2\frac{\alpha T_\Sigma}{\beta} - c_3\frac{T_\Sigma}{\beta + T_\Sigma}. \tag{22}$$

Valoarea optimă $T_{\Sigma 0}$ se obţine din condiţia :

$$\frac{\partial c(T_\Sigma)}{\partial T_\Sigma} = 0. \tag{23}$$

Înlocuind relaţia (22) în (23), rezultă :

$$T_{\Sigma 0} = \beta\left[\sqrt{\frac{c_3}{\beta c_1 + \alpha c_2}} - 1\right]. \tag{24}$$

Condiţia de existenţă a unui plan optim este :

$$c_3 \geqslant \beta c_1 + \alpha c_2, \tag{25}$$

adică, îmbunătăţirea preciziei trebuie să fie un obiectiv suficient de important în raport cu reducerea costurilor.

4. Exemplu numeric

Se proiectează o încercare de evaluare a fiabilităţii unui tip de contactor.

Informaţiile existente pe baza datelor de catalog ale produselor similare arată că valoarea cea mai probabilă este :

$$\lambda_m = 10^{-4}\ \text{ore}^{-1}.$$

Pentru descrierea informaţiei apriori se construieşte o funcţie de distribuţie gama, avînd parametrii $\alpha = 2$ şi $\beta = 10^4$ ore, astfel încît :

$$\lambda_m = \frac{\alpha - 1}{\beta}.$$

Costul încercării unui contactor în unitatea de timp este $c_1 = 0{,}001$, iar costul unui contactor defectat în timpul încercării este $c_2 = 1$.

Creşterea medie relativă a preciziei estimării cu 1% este echivalentă cu o economie de 20 unităţi de cost ($c_3 = 20$).

Datele numerice verifică condiţia (25). Deci, există un plan optim. Din relaţia (24) rezultă :

$$T_{\Sigma 0} = 10^4\left[\sqrt{\frac{20}{10^4\cdot 10^{-3} + 2\cdot 1}} - 1\right] = 3\,000.$$

Deci, volumul optim al încercării este 3 000 componente x ore.

Cu cît obiectivul măririi preciziei este mai important, cu atît volumul optim al încercării este mai mare.

5. Concluzii

Examinînd planurile de organizare a încercărilor de fiabilitate în situaţia utilizării informaţiei existente înainte de efectuarea încercării, s-au obţinut concluzii opuse faţă de cele rezultate din analiza exclusivă a rezultatelor experimentale.

Adoptînd drept criteriu de comparaţie costul mediu al încercării pentru o aceeaşi precizie medie a estimării, rezultă că planul trunchiat este superior celui cenzurat.

Construind un criteriu de optimizare care include alături de costul încercării avantajele rezultate în urma creşterii preciziei estimării, s-a dedus volumul optim al încercării.

În condiţiile cînd nu se poate determina un plan optim, proiectarea încercării se face în funcţie de restricţiile de cost şi precizie, exprimate de relaţiile (13) şi (14).

Bibliografie

[1] *Schwob, M., Peyrache, G.* Traité de fiabilité. Paris, Eyrolles, 1969.

[2] *Gnedenko, Beleaev, Soloviev.* Metode matematice în teoria siguranţei. Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[3] *Cox, D. R.* Théorie du renouvellement. Paris, Masson, 1965.

[4] *De Groot, W.* Optimalnîe statisticeskie reşenia. Moscova, Mir, 1974.

[5] *El Sayyad, G. M.* Comparison between truncated and censored samples. In : J. Royal St. Soc., vol. **34**, nr. 3, 1972, p. 427—430.

[6] *Brender, D.M.* The prediction and measurement of system availability : a bayesian approach. In : IEEE Trans. Rel., vol. R-**17**, nr. 3, sep 1968, p. 127—138.

[7] *Gorski, A.* Beware of the weibull euphoria. In : IEEE Trans, Rel., dec 1968, p. 202—203.

Intrat în redacţie la 10.I.1977

CZ 621.313.29

CRIOMAŞINI ELECTRICE ROTATIVE
DEZVOLTARE
PERSPECTIVĂ

Aspecte actuale ale utilizării supraconductibilităţii în construcţia de maşini electrice rotative

SILVIU PUŞCAŞU, ELENA GEORGESCU * — CRAIOVA

1. Introducere

În lucrările [1, 2] s-au prezentat, pe larg, principalele probleme fundamentale ale crioelectrotehnicii, în cadrul cărora s-au subliniat proprietăţile esenţiale ale stării supraconductoare ale diferitelor metale sau aliaje ale acestora. Rezistenţa nulă şi diamagnetismul cvasiperfect al corpurilor supraconductoare au permis, aşa cum s-a precizat în lucrarea [1], realizarea pe scară industrială a unui sortiment destul de bogat în supraconductoare de cîmp înalt, apte să fie folosite la realizarea înfăşurărilor maşinilor, transformatoarelor, electromagneţilor şi cablurilor, lucrînd în medii criogenice.

1.2. Justificarea realizării de criomaşini electrice.

Este ştiut faptul că maşinile electrice rotative de concepţie clasică prezintă anumite limite cu toate măsurile tehnice adoptate în vederea îmbunătăţirii clasei lor de izolaţie, a performanţelor materialelor electroizolante folosite pentru diferitele ei părţi constructive, adoptării unor materiale magnetice cu calităţi superioare şi a ameliorării sistemului de evacuare a căldurii produse prin efect Joule-Lenz sau de alte surse termice neelectrice aferente construcţiei respective (frecări în lagăre, frecări cu mediul ambiant etc.). În prezent, printre limitele esenţiale ale maşinilor electrice rotative convenţionale, mai importante sînt :

a. Inducţia magnetică în întrefier nu poate depăşi decît cu puţin valori mai mari decît 1 T, datorită limitelor impuse de geometria normală a rotorului şi statorului, precum şi datorită inducţiei de saturaţie relativ reduse a miezurilor respective care nu depăşesc, în prezent, 2 T.

b. Densitatea de curent maximă, obţinută pînă în prezent, inclusiv în cazul răcirii cu fluide necriogenice, este de aproximativ 20 A/mm^2.

c. Densitatea liniară de curent a întrefierului nu depăşeşte 275 kA/m.

În contrast cu aceste limite, cererea de putere electrică, pe plan mondial, este în continuă creştere, fapt care determină implicit şi mărirea puterii unitare a generatoarelor. Studiile de prognoză arată că puterile unitare maxime, realizate în prezent, de ordinul a 1 300...1 500 MVA, vor putea fi curînd depăşite, ajungîndu-se prin ameliorarea răcirii cu fluide necriogenice a rotorului şi statorului, la valori în jurul a 2 000 MVA pentru turbogeneratoarele bipolare şi la 3 000 MVA pentru cele tetrapolare.

Creşterea puterii unitare, în continuare, este limitată, însă, din considerente gabaritice şi mai ales mecanogeometrice. Într-adevăr, la turaţia de 3 000 rot/min, în cazul generatoarelor bipolare, diametrul maxim al rotoarelor realizate pînă în prezent ajunge la aproximativ 1 300 mm, iar raportul dintre lungimea rotorului şi diametru, în jurul lui 7 : 1 ; în aceste condiţii apar forţe centrifuge periculoase şi vibraţii puternice, fapt ce poate duce la o pronunţată instabilitate mecanică şi în ultimă instanţă, la distrugerea întregii construcţii. Cu parametrii limită arătaţi coeficientul Esson exprimat prin relaţia (1) care indică, sintetic, performanţele maşinii rotative este :

$$C \approx 0{,}12\ J_1 . B_\delta,\ \text{kVA min./m}^3, \qquad (1)$$

în care :

J_1 este densitatea liniară de curent, kA/m ;
B_δ — componenta radială a inducţiei magnetice în întrefier, T, atinge valoarea de aproximativ 40 kVA min/m^3.

2. Posibilităţi de depăşite a parametrilor limită în condiţii criogenice

2.1. Utilizarea supraconductorilor de cîmp înalt.

Este cunoscut faptul că există trei tipuri de supraconductoare : I, II, III. Supraconductoarele de tipul I sînt cele care prezintă un salt brusc al inducţiei magnetice interioare de la valoarea zero la valoarea nenulă pentru o valoare critică H_c a intensităţii cîmpului magnetic exterior. Pentru aceeaşi valoare a intensităţii cîmpului magnetic critic, magnetizaţia M este maximă şi prezintă un salt negativ (fig. 1a, b). Valoarea critică H_c este foarte mică, corespunzînd inducţiei de 1 mT. În cazul materialelor supraconductoare de tip II, de la o anumită valoare critică de cîmp $H_{c_1} < < H_c$, ele nu mai prezintă un diamagnetism

* Dr. ing. *S. Puşcaşu*, este profesor titular, şeful catedrei de bazele electrotehnicii şi utilizării a Fac. de electrotehnică de la Universitatea din Craiova ; ing. *E. Georgescu* este lector la această catedră.

perfect, ci o pătrundere treptată a cîmpului electromagnetic care creează totuşi inducţii interioare mai mici decît se obţin în supraconductoarele de tip I pentru $H_{ext} > H_c$. Numai

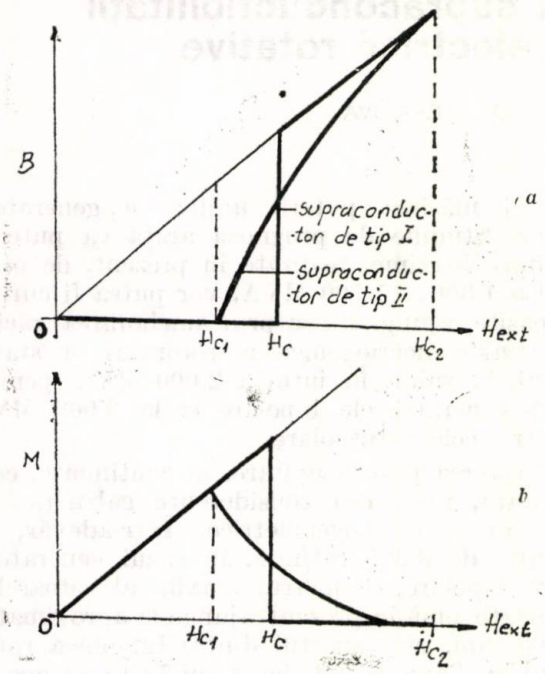


Fig. 1. Curbele $M = f(H_{ext})$ şi $B = f(H_{ext})$.

de la o valoare $H_{ext} = H_{c_2} > H_c$ se obţine o pondere totală, deci, se anulează complet starea supraconductoare. Rezultă că *supraconductoarele de tip II sînt conductoare care păstrează o stare cvasisupraconductoare pentru cîmpuri magnetice exterioare mai mari decît în cazul supraconductoarelor de tipul I.* Valoarea critică H_{c_2}, pentru care se anulează starea cvasistaţionară, este cu cîteva procente mai mare decît H_c. Din acest motiv nici supraconductoarele de tipul II nu-şi găsesc utilizări

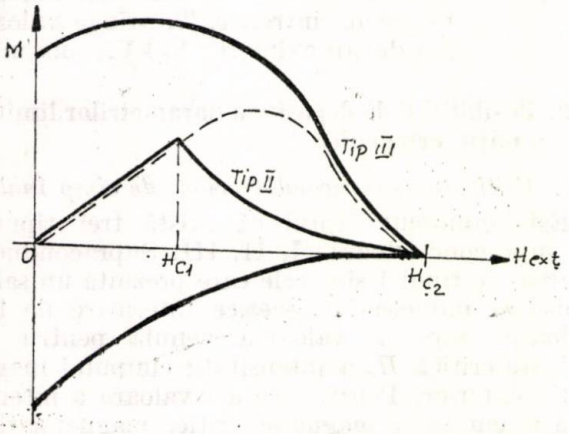


Fig. 2. Curbele $M = f(H_{ext})$ pentru supraconductoare de tip II şi III.

tehnice aplicative curente în construcţia de criomaşini, în care, operîndu-se cu cîmpuri magnetice relativ puternice, starea supraconductoare se anulează. De aceea, în ultimul timp s-au realizat aşa-numitele supraconductoare de tipul III, care au valori relativ ridicate ale cîmpului critic H_c [7]. Supraconductoarele de tipul III sînt cunoscute şi sub denumirea de *supraconductoare de cîmp înalt.* La astfel de materiale curba de magnetizare $M = f(H_{ext})$ apare, comparativ cu cea a supraconductoarelor de tipul II, ca în figura 2. Cu ajutorul materialelor supraconductoare de acest tip s-au putut obţine, prin tehnologii speciale, conductoare utilizabile în înfăşurările de excitaţie ale maşinilor electrice rotative. Deşi sînt cunoscute peste 40 de elemente supraconductoare numai o mică parte din ele sînt convenabile să fie prelucrate pentru a se obţine, mai ales sub formă de aliaje conductoare cu parametri tehnici şi comerciali corespunzători, adică necesităţi de curent şi inducţii critice mari, posibilităţi de manevrări simple, rezistenţă mecanică corespunzătoare. În tabelul 1 sînt date principalele supraconductoare comerciale şi parametrii lor (temperatura critică T_c şi inducţia magnetică critică B_c). În legătură cu materialele din acest tabel trebuie făcute unele precizări : producţia materialului V_3 Ga se află, deocamdată în faza de cercetare — pilot ; combinaţia Pb Bi nu s-a putut încă trefila ; ultimele două materiale, datorită performanţelor lor ridicate au o mare perspectivă, însă deocamdată se află numai în faza de cercetare de laborator. Cele mai des folosite sînt, în prezent, NbTi şi Nb_3Sn la care s-au putut obţine, aşa cum reiese din tabel, inducţii critice destul de mari şi densităţi critice de curent de ordinul a $8.10^4 A/cm^2$. Principalele firme producătoare de materiale supraconductoare tehnic utilizabile sînt precizate în tabelul 2.

Tabelul 1

Principalele materiale supraconductoare tehnic utilizabile

Materialul	T_c, °K	B_c, T
Nb Zr	9...11	7...9
Nb Ti	8...10	9...12
Nb_3Sn	18,3	22,5
V_3Ga	14,5	21
Pb Bi	8,6	12,5
V_3Si	17	23,5
Nb_3Al	18,7	29,5
$Nb_3(Al_{0,73}\ G_{0,27})$	20,7	41

Tabelul 2

Principalele firme producătoare de materiale supraconductoare

Țara	FIRMA NbTi	Nb_3Sn V_3Ga
S.U.A., Canada	Canada Magnetic Corporation of America Cryomagnetics Supercon	Intermagnetics General Co., Union Carbide Corporation of Canada Superconductor cryogenics Co Ltd.
Marea Britanie	Imperial Metal Industry	G.U.C Electronics Ltd.
Franța	Thomson Houston Compagnie Générale d'Electricité	Thomson Houston
R. F. a Germaniei	Vacuumschmelze GmbH	
Elveția	B.B.C.	
Japonia	Vacuum Metalurgical Co Ltd. Toshiba Electric Co Ltd. Mitsubishi Electric Co Ltd.	Vacuum Metalurgical Sumimoto Electric Ind. Ltd.

2.1.1. Parametrii supraconductoarelor tehnice. Materialele mai sus-menționate își mențin proprietățile supraconductoare dacă parametrii $\bar{J}_c$, T_c și B_c se găsesc sub anumite limite. O reprezentare spațială a acestei dependențe este dată în figura 3, pentru materialul NbTi 50, fabricat de firma „Vacuumschmelzte-Hanau RFG. Pe lîngă acești parametri specifici, care pot fi denumiți parametri primari și care definesc domeniul supraconductor al conductorului tehnic utilizabil, mai există și unii parametri secundari, impuși de condiții tehnice suplimentare care asigură conservarea stării supraconductoare. Conservarea stării supraconductoare este cunoscută, ca realizare tehnică, sub denumirea de *stabilizare*. Principial, *stabilizarea înseamnă adoptarea acelor procedee tehnice care permit evitarea trecerii conductorului din starea supraconductoare în starea normal conductoare, atunci cînd intervin cauze perturbatoare*, ca, de exemplu, variații ale curentului care pot duce la depășirea densității critice de curent J_c, oscilații ale temperaturii care devine mai mare decît temperatura critică T_c sau apariția unor cîmpuri externe străine puternice de scurtă durată care pot conduce la depășirea lui $\bar{B}_c$. În cazul persistenței temperaturii supracritice și a neevacuării rapide a căldurii degajate, de exemplu, regiunea devenită nesupraconductoare tinzînd să se extindă, duce la trecerea, în totalitate, a stării supraconductoare în stare normal conductoare. Acest efectiv negativ se evită, deci, prin stabilizare care poate fi : *criostatică*, *adiabatică* sau *dinamică*.

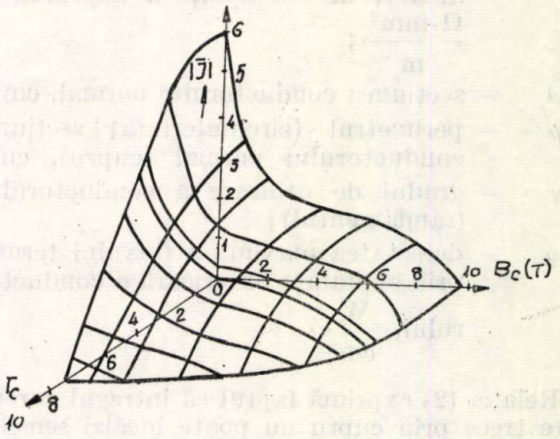


Fig. 3. Domeniul de existență a stării supraconductoare în funcție de T_c, $|\bar{J}|$ și B_c.

2.1.2. Stabilizarea criostatică. Stabilizarea criostatică se realizează introducînd materialul supraconductor propriu-zis într-un material de bază bun conductor normal, care de cele mai multe ori este cuprul (fig. 4). Se observă ușor procesul de stabilizare. La o eventuală degajare locală de căldură se perturbă acolo starea supraconductoare. Curentul va trece prin cupru în acea zonă care, posedînd o mare viteză de transmisie a căldurii, o evacuează rapid, neper-

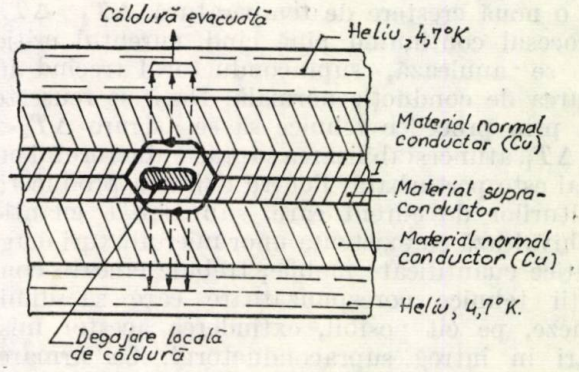


Fig. 4. Explicativă la stabilizarea criostatică.

mițînd extinderea stării conductoare normale a supraconductorului. După dispariția cauzei perturbatoare, starea locală redevine supraconductoare. Criteriul de stabilizare adiabatică, într-o formă simplificată, este exprimat prin relația :

$$\frac{I^2}{Ap\gamma}\rho \leqslant \varphi, \qquad (2)$$

în care :

I este intensitatea curentului nominal în supraconductor, A ;

ρ — rezistivitatea materialului normal conductor, de exemplu, a cuprului, $\frac{\Omega \cdot mm^2}{m}$;

A — secțiunea conductorului normal, cm^2 ;

p — perimetrul (circumferința) secțiunii conductorului normal (cupru), cm ;

γ — gradul de utilizare a conductorului (randamentul) ;

φ — densitatea maximă a fluxului termic prin suprafața exterioară a conductorului, $\frac{W}{cm^2}$.

Relația (2) exprimă faptul că întregul curent care trece prin cupru nu poate încălzi sensibil conductorul. Desigur, acesta necesită o secțiune de cupru destul de mare și, ca urmare, este necesară introducerea unei mărimi care să optimizeze raportul dintre secțiunea cuprului și cea a supraconductorului din acest punct de vedere. La stabilizarea criostatică acest raport este cuprins între 15 și 25.

2.2.2. Stabilizarea adiabatică, este necesară în cazul apariției unei instabilități adiabatice. Aceasta constă în următoarele : este posibil ca datorită unei cauze oarecare să apară o creștere a temperaturii supraconductorului, ΔT_1, fapt care duce la reducerea curentului critic I_c cu ΔI_c, ceea ce modifică distribuția curentului în supraconductor. Căldura dezvoltată în condiții adiabatice de saltul de curent, conduce la o nouă creștere de temperatură $\Delta T_2 > \Delta T_1$, procesul continuînd pînă cînd curentul critic I_c se anulează, supraconductorul trecînd în starea de conducție normală. Dacă se reușește ca prin procedee tehnice să se asigure $\Delta T_2 < \Delta T_1$, atunci stabilizarea supraconductorului nu mai este perturbată. Pentru evitarea producerii salturilor de curent care, sub aspect cuantic echivalează cu existența unor microfluxuri magnetice cuantificate mobile, trebuie creeate condiții tehnice corespunzătoare care să diminueze, pe cît posibil, extinderea acestor mișcări în întreg supraconductorul. Ca urmare, el se divizează în foarte multe filamente avînd diametrul foarte redus dat de relația :

$$d_{fil.} \leqslant \left(\frac{3}{4\pi} 10^9 \, T_0 S\right)^{\frac{1}{2}} \cdot J_c, \text{ cm}, \qquad (3)$$

în care :

$d_{fil.}$ este diametrul filamentului în cm ;

$T_0 = \left| J_c \left(\frac{dJ_c}{dT}\right)^{-1} \right|$, °K (pentru Nb — Ti, $T_0 \approx$ $\approx 4 \ldots 5$°K) ;

S — capacitatea calorică a supraconductorului în $J \cdot cm^3 \, °K^{-1}$;

J_c — densitatea critică de curent în $\frac{A}{cm^2}$.

La supraconductoarele comerciale din NbTi de tip VACRYFLUX, fabricate de firma „Vacuumschmelze" GmBH, Hanau RFG, filamentele au diametre de circa 5 μm, fiind înglobate în cupru, care formează materialul *normal conducător de stabilizare.*

2.1.3. Stabilizarea dinamică constă în aceea că mișcarea microfluxurilor magnetice cuantice prin materialul normal conductor (în majoritatea cazurilor cupru) este atît de puternic atenuată încît căldura dezvoltată în supraconductor este evacuată destul de repede în materilul conductor și în mediul de răcire înconjurător (heliul), astfel încît în supraconductor se poate stabili o temperatură de echilibru. În acest caz, diametrul maxim al filamentului care asigură stabilitatea dinamică, rezultă [7] :

$$d_{fil.} \leqslant 8 \left(\frac{T_0 K_s}{\rho}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left(\frac{1 - \lambda_s}{\lambda_s}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{1}{J_c}, \text{ cm}, \qquad (4)$$

în care :

K_s este conductibilitatea termică a supraconductorului în $Jcm^{-1} \, K^{-1}$,

λ_s — cota-parte de secțiune supraconductoare din secțiunea totală a conductorului (fără dimensiune) ;

celelalte constante au fost precizate în formulele (2) și (3).

2.1.4. Pierderile prin magnetizare. Acestea depind de frecvența f, de valoarea maximă a cîmpului magnetic exterior H_{max} și de densitatea critică de curent J_c, conform formulei :

$$P \approx J_c \cdot H_{max} \cdot d_{fil.} \cdot f \cdot 10^{-10}, \text{ W/cm}^3. \qquad (5)$$

Se observă, și din această expresie, necesitatea de a dispune de filamente cu diametre mici.

2.1.5. Transpoziția filamentelor. Datorită variației fluxului magnetic apar tensiuni electromotoare induse în substratul de bază, care dau naștere, longitudinal, în supraconductorul propriu-zis, la curenți turbionari de lungă durată, care conduc la încărcarea nesimetrică a filamentelor, precum și la apariția unor pierderi suplimentare. Pentru evitarea acestor situații nedorite, filamentele sînt răsucite. Lungimea optimă de răsucire trebuie să fie mai mică decît o valoare critică exprimată prin relația :

$$l_c^2 = 4\pi^2 \rho J d \left(\frac{nd^2}{D^2}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left(\frac{w}{w + d}\right) \frac{1}{\dot{B}}, \qquad (6)$$

în care :

$\dot{B}$ este viteza de variație a inducției magnetice ;

n — numărul filamentelor supraconductoare;

w, d, D, l rezultă din figura 5, restul notațiilor au semnificațiile precizate anterior.

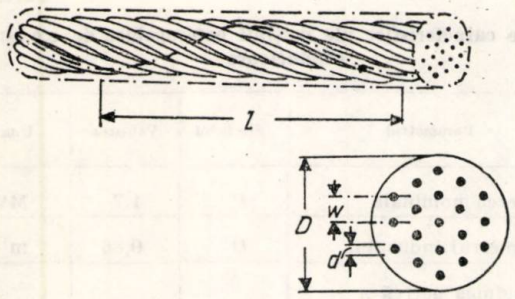


Fig. 5. Explicativă la formula (6).

În tabelul 3 sînt arătate, ca exemplu, principalele elemente ale geometriei supraconductoarelor VACRYFLUX 5 001 tip Fi30 și Fi60, compuse din 130, respectiv 160 filamente de Nb—Ti, introduse în substratul de bază normal conductor, din cupru de mare conductivitate.

Tabelul 3

Date geometrice ale supraconductorului „VACRYFLUX 5001"

Date generale comune: lungimea de răsucire l = 50 mm
.. .. livrare ≥500 mm

Tipul	Raportul secțiunilor $\alpha = \frac{A_{cu}}{A_{sc}}$	Secțiunea totală, mm²	Diametrul filamentului, μm	Raza muchiilor, mm	Creșterea grosimii, respectiv lățimii, cu stratul de lac, μm	Greutatea unitară, $\frac{kg}{km}$
F 130	2,0	1,5×0,9	67	0,3	80	10,7
	2,0	1,2×0,75	55	0,25	80	7,1
	2,0	1,0×0,6	45	0,20	80	4,7
	2,0	0,8×0,5	37	0,15	60	3,2
F 160	1,4	1,2×0,75	54	0,25	80	6,9
	1,4	1,0×0,6	44	0,20	80	4,6
	1,4	0,8×0,5	36	0,15	60	3,1

În tabelul 4 se prezintă proprietățile electrice și magnetice ale acelorași tipuri de supraconductoare. Trebuie precizat că în construcția de criomașini electrice, dintre materialele supraconductoare *Nb Ti este utilizat, mai ales la realizarea înfășurărilor de excitație ale mașinilor de curent continuu*, în timp ce conductoarele din *Nb Sn* sînt folosite, în același scop, *la mașinile sincrone mari*. Supraconductorul din Nb-Sn are un substrat de bază de Cu-Sn și

Tabelul 4

Intensitatea critică a curentului, în A la H_{ext} dat

Intensitatea cîmpului magnetic transversal, H	$\frac{A}{m}10^{6}1{\cdot}6$	2,4	3,2	4,0	4,8	5,6	6,4
	kOe 20	30	40	50	60	70	80
Tip F 130 1,5 × 0,9 mm²	1 260	1 080	900	720	541	396	288
1,2 × 0,75 mm²	864	720	600	480	360	264	192
1,0 × 0,6 mm²	575	480	400	320	240	176	128
0,8 × 0,5 mm²	383	320	266	213	160	115	85
Tip F 160 1,2 × 0,75 mm²	1 080	900	750	600	450	330	240
1,0 × 0,6 mm²	720	600	500	400	300	220	160
0,8 × 0,5 mm²	480	400	334	267	200	147	107

prezintă un proces tehnologic de fabricație mai dificil, datorită marii fragilități a materialului supraconductor.

2.2. Efectele utilizării supraconductoarelor de cîmp înalt (sau de tip III)

Așa cum rezultă din proprietățile analizate mai sus, cel mai direct și mai important efect care se obține, în construcția de criomașini electrice este obținerea unor *inducții magnetice* și a unor *densități de curent* cu valori foarte ridicate *fără a fi necesar să se folosească miezul feromagnetic atît pentru inductor, cît și pentru indus*. Lipsa circuitului feromagnetic la realizarea părților principale ale mașinii prezintă două avantaje, și anume:

a — inducția magnetică în întrefier nu mai este limitată de inducția de saturație a materialului feromagnetic clasic, putîndu-se obține valori care pot depăși cu mult valorile maxime atinse în cazul mașinilor de construcție clasică;

b — crește lungimea utilă a circumferinței indusului pe care se poate dispune înfășurarea respectivă mărindu-se, în acest fel, în mod sensibil, densitatea liniară de curent;

c — neutilizarea miezului feromagnetic dă posibilitatea realizării corpului rotoric din masă plastică, ceea ce conduce la creșterea sensibilă a puterii specifice a mașinii și a datelor nominale limită ale acesteia.

2.3. Particularități ale criomașinilor electrice

2.3.1. Mașinile de curent continuu. În cazul mașinilor de c.c. heteropolare se poate ajunge, fără dificultăți, la inducții de ordinul a 3T, atunci cînd se folosește conductor din Nb-Ti. Pentru o viteză de rotație dată, volumul mașinii se reduce, practic, în proporția în care crește inducția. În plus, datorită realizării corpului rotoric din masă plastică, scad substanțial pierderile prin curenți turbionari și prin feno-

menul de histerezis, crescînd în mod corespunzător randamentul global al mașinii. Justificarea acestor concluzii se bazează pe considerentele următoare :

Se știe [2] că valoarea maximă a puterii mașinii este dată de expresia :

$$P_{max} = \frac{1}{2} U_s J_1 \pi D \alpha, \tag{7}$$

$$J_1 = \frac{2I}{\pi D}, \tag{8}$$

$$U_s = 2\pi D l B_r n, \tag{9}$$

în care :

J_1 este densitatea liniară de curent în întrefier ;
D — diametrul acestuia ;
α — raportul dintre arcul polar și pasul polar (0,6...0,75) ;
z — numărul de conductoare active ale indusului ;
U_s — tensiunea pe segment de indus ;
l — lungimea activă a indusului ;
B_r — componenta radială a inducției magnetice.

Din relațiile de mai sus se observă că o creștere considerabilă a lui B_r poate duce la scăderea importantă a lui D_1 (cu n și U_s constante). În acest caz, cu J_1 constant, se obține o reducere importantă a volumului și, deci, a masei rotorului. Pentru evitarea unor pierderi suplimentare, corpul rotoric se execută din fibre de sticlă laminate, material cu pierderi dielectrice extrem de mici și cu o greutate specifică mult mai mică decît a metalelor. În acest fel *puterea specifică a acestor mașini crește de 3...5 ori* în comparație cu mașinile clasice, ea depinzînd numai de dimensiunile circuitului feromagnetic pentru porțiunea care închide cîmpul magnetic în exterior, în vederea menținerii unei anumite simetrii. Adăugînd și faptul că absența unui rotor feromagnetic duce la creșterea volumului activ util al indusului și prin aceasta la obținerea unor pierderi ohmice mai mici la același curent total, sporul de randament al criomașinii față de cel al mașinii clasice este de circa 2%...4%. De altfel, bobinele de comutație sînt foarte reduse ca dimensiuni, iar datorită inducției magnetice mari în întrefier, precum și a eliminării circuitului feromagnetic principal în rotor, cîmpul curentului indus are o mai slabă influență asupra comutației decît în cazul mașinilor clasice. Studiile arată, în acest caz, o reducere substanțială de energie totală în comparație cu mașinile clasice care folosesc bobine normal conductoare pentru compensarea reacției. Problema esențială, însă insuficient rezolvată, este legată de tehnologia de execuție a corpului rotoric. Tabelul 5 prezintă datele constructive ale unei mașini heteropolare supraconductoare de c.c. de 1,7 MW, realizată de firma „SIEMENS" A.G.

Tabelul 5

Datele caracteristice ale mașinii heteropolare de c.c. supraconductoare

Parametrul	Simbolul	Valoarea	U.m
Puterea nominală	P	1,7	MW
Diametrul indusului	D	0,86	m
Lungimea activă a indusului	l	0,5	m
Inducția maximă	B_{max}	5,8	T
Densitatea liniară de curent	J_1	57	$\frac{kA}{m}$
Nr. de perechi de poli	—	2	—
Viteza de rotație	n	260	min^{-1}
Coeficientul Esson	$C = \frac{P}{D^2 ln}$	18	$\frac{kVA\ min}{m^3}$
Masa/cuplu		0,05	$\frac{kg}{Nm}$
Randamentul	η	0,95	—

Problemele legate de realizarea mașinilor homopolare supraconductoare sînt mai complexe și mai dificile. Deși se știe că există, principal, două variante constructive de astfel de mașini cu rotor în formă de disc și cu rotor de tip tambur (cilindric), ultima variantă are, se pare, mari perspective.

Principiul de funcționare a mașinii homopolare, de exemplu, cu indus în formă de disc, este cel care stă la baza apariției t.e.m. induse într-un astfel de dispozitiv, rotit într-un cîmp constant, paralel cu axa de rotație. Tensiunea rezultantă, se știe, este perfect continuă, lipsită complet de armonici. În figura 6 este prezentată principial mașina cu indus disc. Se observă că, pentru a se obține tensiuni mai mari (principial acest tip de mașini generează tensiuni mici) se conectează în serie mai multe elemente de indus (discuri), care sînt izolate unul de celălalt.

Problemele referitoare la realizarea contactelor sînt încă destul de dificile. Primele mașini au fost echipate cu perii normale din cărbune, care prezentau unele dezavantaje ca : pierderi mari prin frecare, reducerea densității de curent la valori neconvenabile (0,1...0,2 A/mm^2), scăderea randamentului global al mașinii în

jurul lui 0,9 ș.a. De aceea, în ultimul timp ele au fost înlocuite cu perii din bandă metalică cu fibre de carbon, folosindu-se contactul metal-lichid.

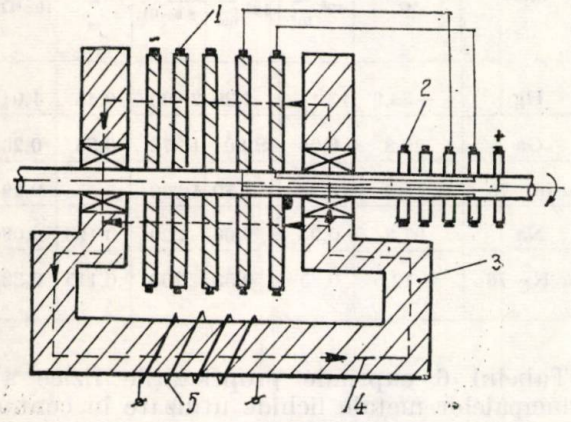


Fig. 6. Mașină heteropolară cu indus disc:
1 — contacte exterioare; *2* — contacte interioare; *3* — miez feromagnetic; *4* — flux magnetic; *5* — înfășurare de excitație.

În figura 7 se prezintă o secțiune simplificată printr-o mașină de tip tambur care se pare că este tipul ce se va impune mai mult pe scară industrială.

În ultimul timp cercetările în legătură cu mașinile heteropolare de curent continuu supraconductoare au avut în vedere realizarea de mo-

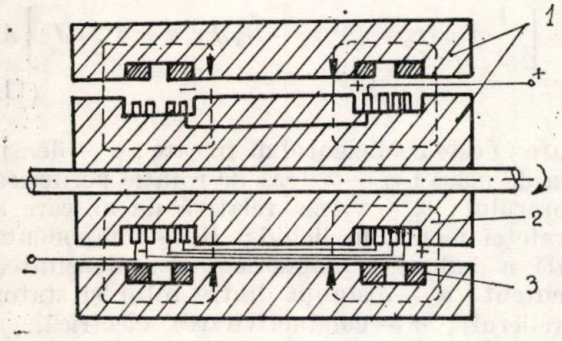


Fig. 7. Mașină heteropolară cu indus tambur:
1 — circuit feromagnetic; *2* — indus cu conductoare înnecate; *3* — înfășurare de excitație.

toare pentru propulsia navelor de mare tonaj. În cele ce urmează se prezintă unele aspecte constructive și funcționale ale unui motor de curent continuu în regim criogenic, de 40 MV (fig. 8).

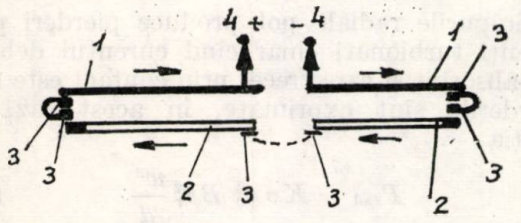


Fig. 8. Explicativă la principiul constructiv al unui motor de curent continuu heteropolar în regim supraconductor:
1 — bare conductoare fixe; *2* — bare conductoare (secțiuni) mobile); *3* — contacte alunecătoare (mobile); *4* — contacte fixe.

Specifice pentru partea constructivă a acestui motor sînt următoarele:

a — există o singură bobină de excitație fixă realizată din material supraconductor (de obicei din Nb Ti) și plasată în interiorul indusului, fiind compusă din două secțiuni simetrice situate în mediul criogenic (He lichid);

b — indusul mașinii — partea rotativă — se compune, de asemenea, din două secțiuni sub formă de bare care sînt legate în serie, obținîndu-se astfel o tensiune dublă între perii, în raport cu tensiunea pe o singură secțiune;

c — în cazul fiecărei secțiuni mobile există două contacte alunecătoare (mobile), precum și un conductor fix prin care curentul este de sens opus față de cel al curentului prin bara mobilă a indusului (în fig. 8 se prezintă o explicativă schematică);

d — datorită faptului că în cele două conductoare (fix, respectiv mobil) curenții sînt egali și de sens contrar, cuplul de reacție este anulat;

e — este posibilă și utilizarea unui circuit feromagnetic pentru suportul rotoric, întrucît, tot datorită sensurilor contrare ale curenților în elementele respective, cîmpul magnetic rezultant este nul și, deci, nu pot apare curenți turbionari,

f — o problemă esențială în construcția criomașinilor homopolare de curent continuu este, încă, cea legată de realizarea și comportarea contactelor alunecătoare (metal-lichid sau cu benzi metalice cu fibre);

g — utilizarea unui circuit feromagnetic extern ca, de exemplu, în cazul mașinii de 40 MW prezentată schematic în figura 9, are în vedere: protecția contactelor metal-lichid împotriva cîmpului magnetic care ar putea genera curenți turbionari mari, menținerea simetriei cîmpului rotațional al indusului pentru a preveni pierderi tot prin curenți turbionari și protecția împotriva

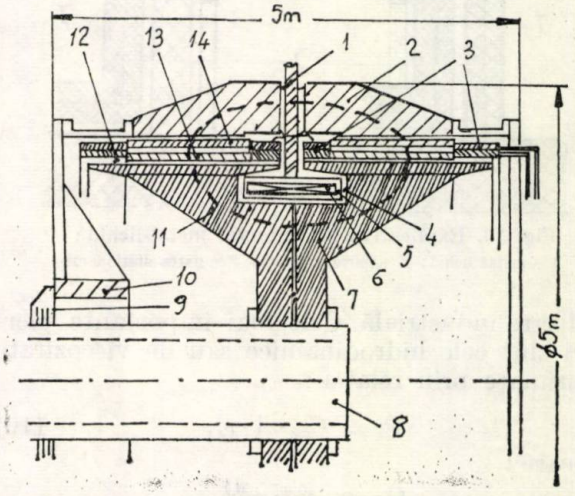


Fig. 9. Secțiune prin mașina supraconductoare de 40 MW, în curent continuu și în regim criogenic:
1 — suportul criostatului și alimentarea bobinei de excitație; *2* — blindaj feromagnetic; *3* — contact metal-lichid; *4* — criostat; *5* — vid; *6* — bobină de excitație supraconductoare; *7* — transmițător de cuplu; *8* — ax nemagnetic; *9* — interstiția de izolare; *10* — lagăr; *11* — cale de flux; *12* — izolație; *13* — indus rotativ; *14* — armătură fixă de indus.

cîmpurilor magnetice parazite externe. Trebuie observat că deşi prin utilizarea miezului feromagnetic se reduce întrucîtva puterea specifică, ea rămîne totuşi mai bună decît la o maşină convenţională de aceeaşi putere. În cazul maşinii respective (fig. 9), realizată de firma „Siemens" curentul din indus a rezultat de aproximativ 10^5 A, inducţia maximă în jurul a 2 T, viteza periferică a indusului 150 m/s. Limita de putere la astfel de motoare se estimează a fi în jurul a 100 MW.

2.3.1.1. Unele probleme speciale ale contactului metal-lichid. În principiu, contactele cu metal lichid pot funcţiona cu densităţi de curent mult mai mari decît cele metalice solide convenţionale. Cu toate rezultatele favorabile obţinute în cazul maşinilor supraconductoare mici, în cazul maşinilor mari, principalele probleme în curs de rezolvare sînt :

a — reducerea pierderilor hidrodinamice, electrodinamice şi termodinamice produse de gradienţii locali ridicaţi de viteză, de cîmpurile magnetice locale intense şi de curentul de sarcină ;

b — etanşeitatea camerei în care sînt introduse contactele trebuie să fie asigurată la viteze variabile în ambele sensuri de rotaţie ;

c — prevenirea eventualelor defecţiuni datorită unor interacţiuni nedorite între metalul lichid şi elementul de contact solid ;

d — purificarea permanentă a metalului lichid pentru a se putea asigura o funcţionare de lungă durată.

În figura 10 se poate vedea, schematic, o formă de contact metal lichid cu perspective de

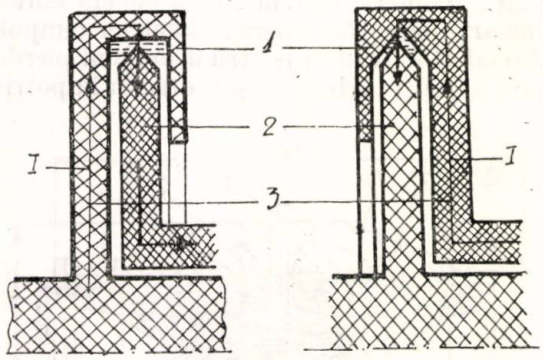


Fig. 10. Explicativă la contactul metal-lichid :
1 — metal lichid ; *2* — parte rotativă ; *3* — parte staţionară.

utilizare industrială. Cele mai importante pierderi sînt cele hidrodinamice sau de viscozitate exprimate prin relaţia :

$$P_v = C_{\rho\eta} \cdot A \cdot v_c^3, \qquad (10)$$

în care :

$$C_{\rho\eta} \approx \rho^{0,9} \cdot \eta,^{0,1}$$

unde ρ este densitatea de masă a metalului lichid, în $\frac{kg}{m^3}$, iar η — viscozitatea sa, în $\frac{kg}{m \cdot s}$.

Tabelul 6

Metalul lichid	Temperatura de topire în, °C	Densitate ρ, $10^3 \frac{kg}{m^3}$	Viscozitate η, $10^3 \frac{kg}{ms}$	0,9 0,1 $\rho \cdot \eta$ kgm^{-3}, $8\,s-01$,	Tensiune superficială, $\frac{N}{m}$	Rezistivitate $10^{-6}\Omega m$
Hg	−38,9	13,1	1,20	2 600	0,48	1,04
Ga	29,8	6,09	≈2,0	1 370	0,36	0,26
Ga In−76	15,7	6,30	1,50	1 300		0,29
Na	97,8	0,93	0,68	220	0,195	0,096
Na K−78	−12,5	0,85	0,53	200	0,115	0,33

Tabelul 6 cuprinde proprietăţile fizice ale principalelor metale lichide utilizate în contactele de tip metal lichid. Din acest tabel se vede că asociaţia NaK-78 eutectic are cea mai scăzută valoare a coeficientului $C_{\rho\eta}$. Experienţele executate la firma „Siemens" au arătat că la $v_0 \approx 150$ m/s pierderile prin viscozitate sînt în jurul a 1 MW/m². În cazul cînd există cîmpuri magnetice axiale în raport cu circuitul realizat de metalul lichid apare efectul MHD care introduce o nouă componentă de pierderi şi, prin urmare, pierderile totale au expresia :

$$P_t = \left[\frac{1}{2} f \rho (v_0 - v_1)^2 v_0 - B_a J v_1 d + \sigma^{-1} d J^2\right] A, \qquad (11)$$

în care : f este coeficientul de frecare ; ρ — densitatea de masă ; v_0 — viteza de rotaţie periferică a rotorului ; v_1 — viteza relativă de mişcare a suprafeţei metalului lichid ; B_a — componenta axială a inducţiei magnetice ; J — densitatea de curent ; d — distanţa dintre rotor şi stator (întrefierul) ; σ — conductivitatea electrică.

Primul termen al relaţiei (11) descrie pierderile de viscozitate, cel de-al doilea pierderile MHD, iar al treilea, pe cele ohmice. Din această expresie se poate vedea că efectul MHD, datorită unei puternice componente axiale a inductanţei, B_a, poate duce la oprirea rotaţiei fluidului şi la expulzarea acestuia în afara zonei de contact, reducînd, în acest mod, secţiunea efectivă a acestuia.

Cîmpurile radiale pot produce pierderi prin curenţi turbionari chiar cînd curentul debitat sau absorbit şi care trece prin contact este nul. Pierderile sînt exprimate, în acest caz, de relaţia :

$$P_{rad} = K \sigma v_0^2 B r_r^2 \frac{w^3}{d}, \qquad (12)$$

în care : k este factor adimensional $\approx \frac{\pi}{6}$; B_r —

componenta radială a inducției magnetice; r — raza rotorului; w — lățimea axială udată a contactului asociat rotorului în metalul lichid.

Analizînd expresiile (11) și (12) rezultă că pentru a micșora pierderile în zona contactului metal-lichid, este necesară o ecranare magnetică care să asigure, pentru ambele componente ale inducției magnetice, valori sub 0,2 T.

2.4. Perspectivele de folosire a criomașinilor homopolare de curent continuu pentru propulsia navelor.

Sistemelor de acționare a navelor li se cer o serie de condiții tehnico-economice esențiale ca: *masa și volum redus, randament ridicat la puteri relativ mari.* Aceste sisteme de acționare au în vedere transmiterea unei puteri de la o mașină primară cu viteză normal constantă la un motor propulsor de curent continuu, reversibil, avînd o viteză variabilă.

Problema este rezolvabilă prin folosirea unui grup generator motor homopolar supraconductor, conectat la un circuit de tip Ward-Leonard. Viteza motorului poate fi controlată numai prin controlul cîmpului generator, cîmpul motor rămînînd constant, ceea ce constituie principalul avantaj în sistemul de propulsie a navelor. Studiile tehnico-economice au evidențiat faptul că utilizarea mașinilor homopolare de curent continuu în propulsia navelor devine o soluție eficientă și economică de la puteri mai mari de 30 MW.

Pînă în prezent s-au efectuat studii și realizări efective în domeniul mașinilor homopolare supraconductoare, mai ales în Marea Britanie și în S.U.A.

Compania internațională de cercetare și dezvoltare (IRD) a realizat un prototip de motor homopolar de curent continuu, avînd puterea de 2,4 MW și turația de 200 rot/min. Aceeași companie încearcă, în prezent, definitivarea construcției grupului motor-generator de 1 MW pentru propulsarea navelor. Generatorul folosește un nou tip de perii din fibre de carbon argintate, cu diametrul de 10 μm care, față de alte tipuri de perii, prezintă avantajul unor densități mari de curent (în jurul a 100 A/cm^2), la viteze periferice ridicate (peste 120 m/s) și a unei căderi de tensiune reduse, de ordinul a 0,15...1,35 V. Cu toate aceste avantaje, perspective mai bune le au contactele metal-lichid folosite la mașinile supraconductoare realizate de „Centrul de cercetări și dezvoltare navală" și de către compania „General Electric", ambele din S.U.A. Companiile „General Electric" și „Garrett Corporation" au în vedere perfecționarea unui sistem de acționare a navelor cu o mașină homopolară de c.c., avînd puterea de aproximativ 30 MW. Preocupări similare există și în cadrul firmei „SIEMENS" (R.F.G.).

Bibliografie

[1] *Pușcașu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, partea I-a. In: E.E.A.-Electrotehnica, nr. 1, 1977, p. 1.

[2] *Pușcașu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, partea II-a. În: E.E.A. — Electrotehnică, nr. 4 (mai), 1977.

[3] *Bogner, G., Kullmann, D.* Electrical machines with superconductors. Part. 1, Fundamentals and possible applications. În: Siemens Forschung und entwicklung, Berlin, Bd-4, Nr. 5, Springer Verlag, 1975.

[4] *Bogner, G., Kullmann, D.* Electrical machines, with superconductors. Part. 2, D. C. Machines. În: Siemens Forschung und entwicklung, Berlin, Bd. 4, Nr. 6, Springer Verlag, 1975.

[5] *Buckel, W.* Supraleitung, Grundlagen und Anwendungen. Weinheim. Physik Verlag, 1972.

[6] *Iones, K. R.,* Homopolar generator developement. În: Electrical Review, 180, 1967, p. 50—54.

[7] *Parsch, C. R.,* Supraleiter und supraleitende Magnete. Siemens, A.G., Berlin, 1975.

[8] *Lynton, E. A.* Supraleitung, B. I. Hochschultaschendücher, Nr. 74, 1976.

[9] *Foner, S., Schwartz, B.* Supraconducting machines an devices NATO. Advanced Study Institutes Series Plenum Press, New-York Press.

[10] *Mailfert, A.* Rotating electrical machines using supraconductors. În: Elektrotechniky Casopis, XXI, vol. 4, 1970, nr. 6, p. 363—369.

[11] *Levedhal, W. J.* Superconducting naval propulsion sistems. În: Proc. of the 1972 Applied Superconductivity conf. IEEE, Publ. Nr. CHO 689-5-TABSC, p. 93—97.

[12] *Fox, G. R., Hatch, B. D.* Superconductive ship propulsion systems.

Intrat în redacție la 6.I.1977

CZ 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83

GENERATOR DE IMPULS DE CURENT
REGIM OSCILANT AMORTIZAT
ECUAȚIE DE SINTEZĂ

Sinteza generatorului de impuls de curent în regim oscilant amortizat

PETRE ARABADJI* — BUCUREȘTI

Introducere

În scopul furnizării unei baze comune de comparație a performanțelor aparatelor electrice ce trebuie solicitate la impulsuri de curent de mare amplitudine, aceste impulsuri au fost normalizate prin reglementări internaționale [1], atît în ceea ce privește forma, cît și valoarea de vîrf.

Diversitatea caracteristicilor electrice ale aparatelor implică o mare supleță a generatoarelor de impuls de curent, care trebuie adaptate din punct de vedere al valorilor elementelor componente, astfel încît în această multitudine de variante a sarcinii să furnizeze impulsuri standard în toleranțele admise.

O serie de lucrări publicate în literatura de specialitate [2—7], se ocupă de analiza circuitului, care reprezintă generatorul de impuls de curent, punînd în evidență cele trei regimuri de funcționare posibile : aperiodic, oscilant amortizat și critic aperiodic, în condițiile unui circuit liniar.

Pentru a oferi o mai mare *libertate* în ceea ce privește realizarea practică a acestor generatoare, reglementările internaționale prevăd posibilitatea ca impulsul de curent să poată avea, eventual, și o polaritate inversă care să nu depășească o anumită valoare din amplitudinea polarității principale.

Dacă în condițiile regimului aperiodic și critic aperiodic singura *grijă* este de a asigura forma și amplitudinea necesară, în cazul regimului oscilant amortizat la acestea se adaugă necesitatea respectării condițiilor referitoare la polaritatea inversă.

Supleța mai sus-amintită, de care trebuie să dea dovadă generatorul de impuls de curent, cît și optimizarea tehnico-economică a sa, avînd în vedere costul ridicat al elementelor componente și, în special, a bateriei de condensatoare care sînt de înaltă tensiune, impun trecerea de la faza de analiză a circuitului la cea de sinteză.

Lucrările [8, 9] se ocupă de sinteza generatorului de impuls de curent în regim aperiodic.

În scopul elaborării unei metodologii unitare de sinteză a generatorului în toate regimurile posibile de funcționare, această lucrare își propune să realizeze sinteza circuitului în regim oscilant amortizat, utilizînd, de asemenea, mărimea denumită *coeficient de sinteză*, care să ofere întreaga gamă de valori posibile ale elementelor generatorului, în funcție de sarcină, respectînd toate condițiile pe care trebuie să le realizeze impulsul de curent și care să furnizeze informații cantitative precise, relative la stabilitatea circuitului.

Trebuie menționat că în această lucrare se presupune că circuitul este liniar, sau liniarizat, sau că sarcina este neliniară, dar caracteristica $u(i)$ este astfel încît pe intervalul de timp util, tensiunea la bornele sarcinii este cvasiconstantă, ipoteză ce este admisibilă pentru descărcătoarele de înaltă tensiune.

În același timp, trebuie remarcat că aceste ipoteze reprezintă o etapă intermediară necesară către sinteza generatorului, în care nici-o ipoteză simplificatoare nu va fi făcută relativ la caracteristica neliniară a sarcinii, subiect care va constitui conținutul unei lucrări ulterioare.

1. Stabilirea ecuației de sinteză

Schema de principiu a circuitului liniar este cea din figura 1, în care : C reprezintă capacitatea circuitului, L — inductivitatea sa, R — rezistența liniară, U_0 — tensiunea inițială de încărcare a bateriei de condensatoare, E_a — eclatorul de amorsare.

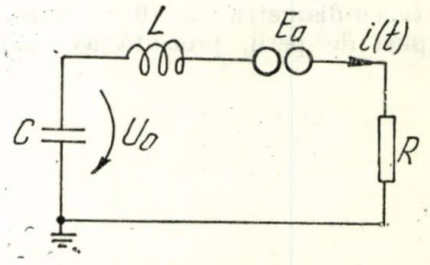


Fig. 1. Schema generatorului de impuls de curent liniar.

După amorsarea eclatorului, se stabilește regimul tranzitoriu, în care curentul $i(t)$ se obține din ecuația integrodiferențială :

$$U_0 = R_i + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}\int_0^t i\mathrm{d}t. \qquad (1)$$

* Dr. ing. *P. Arabadji* este cercetător științific principal la Institutul de cercetare pentru industria electrotehnică — București

În cazul în care există și o sarcină neliniară, schema devine ca cea din figura 2, în care R, L, C, U_0, E_a au aceeași semnificație ca în cazul precedent, iar $r(i)$ reprezintă rezistența variabilă, funcție de valoarea instantanee a curentului.

Admițînd ipoteza prezentată în introducere, se notează cu U_D tensiunea constantă pe durata utilă a regimului tranzitoriu la bornele acestei rezistențe.

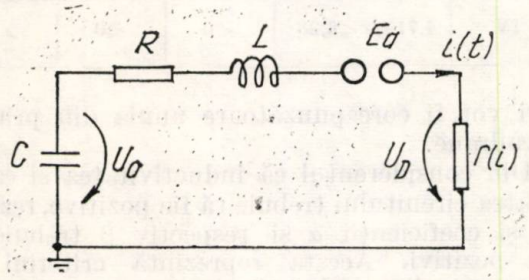


Fig. 2. Schema generatorului de impuls cu sarcină neliniară.

Ecuația care descrie regimul tranzitoriu este :

$$U_0 = R_i + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}\int_0^t i\mathrm{d}t + U_D. \qquad (2)$$

Aplicînd transformata Laplace celor două ecuații (1) și (2) și revenind în original, se obține, pentru ambele cazuri, expresia formală a curentului în regim tranzitoriu :

$$i(t) = \frac{U}{\omega_e \cdot L} e^{-\delta \cdot t} \sin(\omega_e \cdot t), \qquad (3)$$

în care :

$$\begin{cases} \delta = \dfrac{R}{2L} \\ \omega_e^2 = \omega_0^2 - \delta^2 \\ \omega_0^2 = \dfrac{1}{LC} \end{cases} \qquad (4)$$

cu condiția ca : $\omega_0 > \delta$. (5)

Corespunzător ecuației (1), $U = U_0$ și corespunzător ecuației (2), $U = U_0 - U_D$.

Printr-o dezvoltare matematică asemănătoare celei stabilite anterior pentru regimul aperiodic [8], se ajunge la ecuația de sinteză :

$$\mathrm{f}(x) = e^{(1-\mathfrak{N})\frac{x}{\mathrm{tg}x}} \cdot \sin(\mathfrak{N} \cdot x) - k \sin x = 0, \qquad (6)$$

pe baza următoarelor considerente :

1 — curentul $i(t)$, care se stabilește în circuit, dat de relația (3), are forma din figura 3, în care : t_f reprezintă timpul frontului la care are loc maximul oscilației principale, iar t_i, timpul la care se obține valoarea maximă a primei oscilații inverse ;

2 — forma impusă undei prin reglementări internaționale este dictată de punctele de pe curbă (t_f, $i(t_f)$) și ((t_s), $i(t_s)$), precum și prin limitarea valorii $i(t_i)$ la un anumit procent din $i(t_f)$;

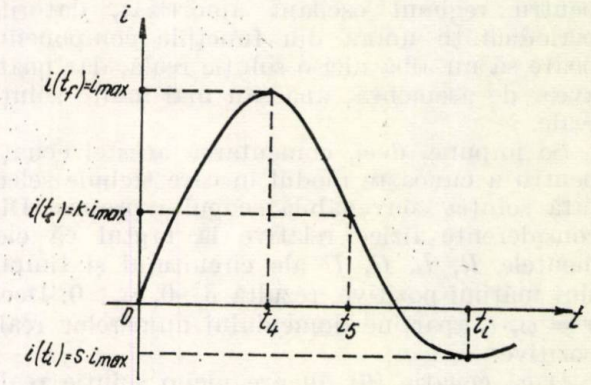


Fig. 3. Punctele caracteristice ale impulsului de curent oscilant amortizat.

3 — notînd $t_s = \mathfrak{N} \cdot t_f$; $i(t_s) = k \cdot i(t_f)$; $i(t_i) = s \cdot i(t_f)$ și punînd condițiile :

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = 0 \\ k \cdot i(t_f) = i(\mathfrak{N} \cdot t_f), \end{cases} \qquad (7)$$

se obține sistemul :

$$\begin{cases} \mathrm{tg}(\omega_e \cdot t_f) - \dfrac{\omega_e}{\delta} = 0 \\ e^{-(1-\mathfrak{N}) \cdot \delta \cdot t_f} \cdot \sin(\mathfrak{N} \cdot \omega_e \cdot t_f) - k \cdot \sin(\omega_e \cdot t_f) = 0, \end{cases} \qquad (8)$$

din care, prin substituția $x = \omega_e \cdot t_f$, se obține ecuația de sinteză $\mathrm{f}(x) = 0$, dată de relația (6) și care exprimă faptul că prin valorile impuse mărimilor k și $\mathfrak{N}$, care dictează forma impulsului, se obține o valoare corespunzătoare a parametrului de sinteză x, obținut prin rezolvarea ecuației $\mathrm{f}(x) = 0$.

Din valoarea lui x astfel obținut se poate face sinteza circuitului, deducîndu-se simplu din relațiile (3) și (4) :

$$L = \alpha \cdot R \cdot t_f, \qquad (9)$$

$$C = \beta \cdot \frac{t_f}{R}, \qquad (10)$$

$$U = \gamma \cdot R \cdot i_{max}, \qquad (11)$$

în care :

$$\alpha = \frac{\mathrm{tg}x}{2x}\ ;\ \beta = \frac{\sin 2x}{x}\ ;\ \gamma = \frac{1}{2\cos x} \cdot e^{\frac{x}{\mathrm{tg}x}} \qquad (12)$$

2. Discuția ecuației de sinteză

Spre deosebire de ecuația de sinteză caracteristică regimului aperiodic, prezentată în [9], care putea avea pentru $\mathfrak{M} > 1$ sau o singură soluție reală, sau niciuna, ecuația $f(x) = 0$ pentru regimul oscilant amortizat, datorită periodicității unora din funcțiile componente poate să nu aibă nici o soluție reală, dar poate avea, de asemenea, una sau mai multe soluții reale.

Se impune, deci, comentarea acestei ecuații pentru a cunoaște modul în care trebuie selectată soluția convenabilă scopului propus. Din considerente fizice relative la faptul că elementele R, L, C, U ale circuitului și timpul sînt mărimi pozitive, rezultă $\delta > 0$, $\omega_e > 0$. Deci, $x = \omega_e \cdot t_f$ aparține domeniului numerelor reale pozitive.

Dacă ecuația (6) nu are nici-o soluție reală înseamnă că, din punct de vedere al formei, condițiile impuse curentului $i(t)$ nu au un suport fizic, pentru un regim oscilant amortizat.

În cazul în care ecuația $f(x) = 0$ are mai multe soluții, se va face distincție între *soluțiile reale*, care sînt reale din punct de vedere matematic și *soluții reale fizic* care se află printre *soluțiile reale*. Din aceste *soluții reale fizic* trebuie aleasă *soluția* care realizează condițiile propuse pentru forma impulsului. De aceea este esențială găsirea criteriilor pe baza cărora să se aleagă din soluțiile reale, cele reale fizic și apoi din acestea soluția dorită.

Se observă că funcția $f(x)$ se poate scrie $f(x) = f_1(x) - f_2(x)$, în care :

$$f_1(x) = e^{(1-\mathfrak{M})\frac{x}{\operatorname{tg} x}} \cdot \sin(\mathfrak{M} \cdot x), \qquad (13)$$

nu depinde decît de parametrul $\mathfrak{M}$, iar :

$$f_2(x) = k \cdot \sin x, \qquad (14)$$

nu depinde decît de parametrul k.

Pentru o analiză din punct de vedere fizic și matematic este util ca domeniul în care $\mathfrak{M}$ poate lua valori, să fie divizat în 3 subdomenii $\mathfrak{M} > 1$; $\mathfrak{M} < 1$; $\mathfrak{M} = 1$, menționîndu-se că $k \in (0,1)$.

1. Cazul $\mathfrak{M} < 1$. Acesta reprezintă situația în care forma impulsului este dată relativ la timpul frontului t_f și la un alt timp t_s pe spatele undei.

Rezolvînd numeric ecuația $f(x) = 0$, funcție de valorile $\mathfrak{M}$ și k soluțiile reale se pot afla în diverse cadrane trigonometrice.

În tabelul 1 sînt prezentate, funcție de poziția lui x în cadranele trigonometrice, semnele coeficienților α, β, γ corespunzătoare acestei poziții. Desigur că, pentru cadranele de ordin superior, semnele coeficienților respectivi vor fi corespunzătoare unuia din primele 4 cadrane.

Tabelul 1

Cadranul trigonometric căruia îi aparține x	Domeniul numeric al lui x	$\alpha = \frac{\operatorname{tg} x}{2x}$	$\beta = \frac{\sin 2x}{x}$	$\gamma = \frac{e^{\frac{x}{\operatorname{tg} x}}}{2\cos x}$
I	$0 < x < 1{,}57$	>0	>0	>0
II	$1{,}57 < x < 3{,}14$	<0	<0	<0
III	$3{,}14 < x < 4{,}71$	>0	>0	<0
IV	$4{,}71 < x < 6{,}28$	<0	<0	>0

Din considerentul că inductivitatea și capacitatea circuitului trebuie să fie pozitive, rezultă că și coeficienții α și respectiv β trebuie să fie pozitivi. Acesta reprezintă criteriul de selectare din *rădăcinile reale* pe cele *fizic reale*.

Se constată că, numai cadranele trigonometrice impare îndeplinesc condițiile respective. Mai trebuie remarcat că soluții de tipul $x = n \cdot \pi$, unde $n = 1, 2, 3 \ldots$, nu reprezintă soluții fizice, întrucît :

$$L = \frac{\operatorname{tg}(n \cdot \pi)}{2n\pi} = 0,$$

$$C = \frac{\sin(2n\pi)}{n \cdot \pi} = 0.$$

Soluțiile ecuației de sinteză $f(x) = 0$ se pot determina foarte exact cu ajutorul unui calculator numeric, programul furnizînd direct funcție de perechea $(k, \mathfrak{M})$, valorile α, β, γ cu care se face sinteza circuitului.

Tabelul 2 prezintă cîteva cazuri prin care se face și exemplificarea tabelului 1.

Tabelul 2

k	$\mathfrak{M}$	x	Cadran trigonometric	α	β	γ
0,3	2,6	0,888	I	0,69	1,1	1,63
0,1	1,8	1,699	II	−2,28	−0,149	−3,14
0,3	2,6	4,669	III	2,5	0,018	−14,28
0,5	2	4,84	IV	−0,778	−0,05	2
0,3	2,6	7,759	V	0,679	0,024	11,05
0,5	2,4	7,9	VI	−0,757	−0,02	−3,12

Din acest tabel reiese că, de exemplu, perechea ($k = 0,3$; $\mathfrak{M} = 2, 6$) prezintă soluții în cadranele I, III, V. Dar o rezolvare numerică

pe calculator impune cunoaşterea domeniului în care se află soluţia (soluţiile) şi acest lucru se poate obţine printr-o *vizualizare* a rădăcinilor, care este posibilă prin intersecţia dintre curbele $f_1(x)$ pentru diferiţi $\mathcal{R}$ şi curbele $f_2(x)$ pentru diferiţi k, pe un anumit domeniu. Se poate afla, astfel, pentru o pereche $(k, \mathcal{R})$, dacă există soluţii pe un anumit domeniu, cîte anume, în ce cadran şi ce valoari aproximative au.

Dacă pentru diferite valori k, caracteristicile $f_2(x)$ reprezintă sinusoide de diferite amplitudini şi aceeaşi perioadă, $f_1(x)$ prezintă o foarte mare varietate de forme, funcţie de parametrul $\mathcal{R}$.

Dacă x aparţine primului cadran trigonometric, atunci impulsul obţinut este corespunzător figurii 3, fiind, deci, domeniu util pentru sinteza generatorului de impuls de curent.

O anumită valoare a lui x în primul cadran implică o valoare corespunzătoare a amplitudinii de polaritate inversă, adică a coeficientului s, aşa cum reiese din figura 3.

Pentru a determina corespondenţa dintre x şi s se pot face următoarele consideraţii: din anularea derivatei de ordinul I al funcţiei

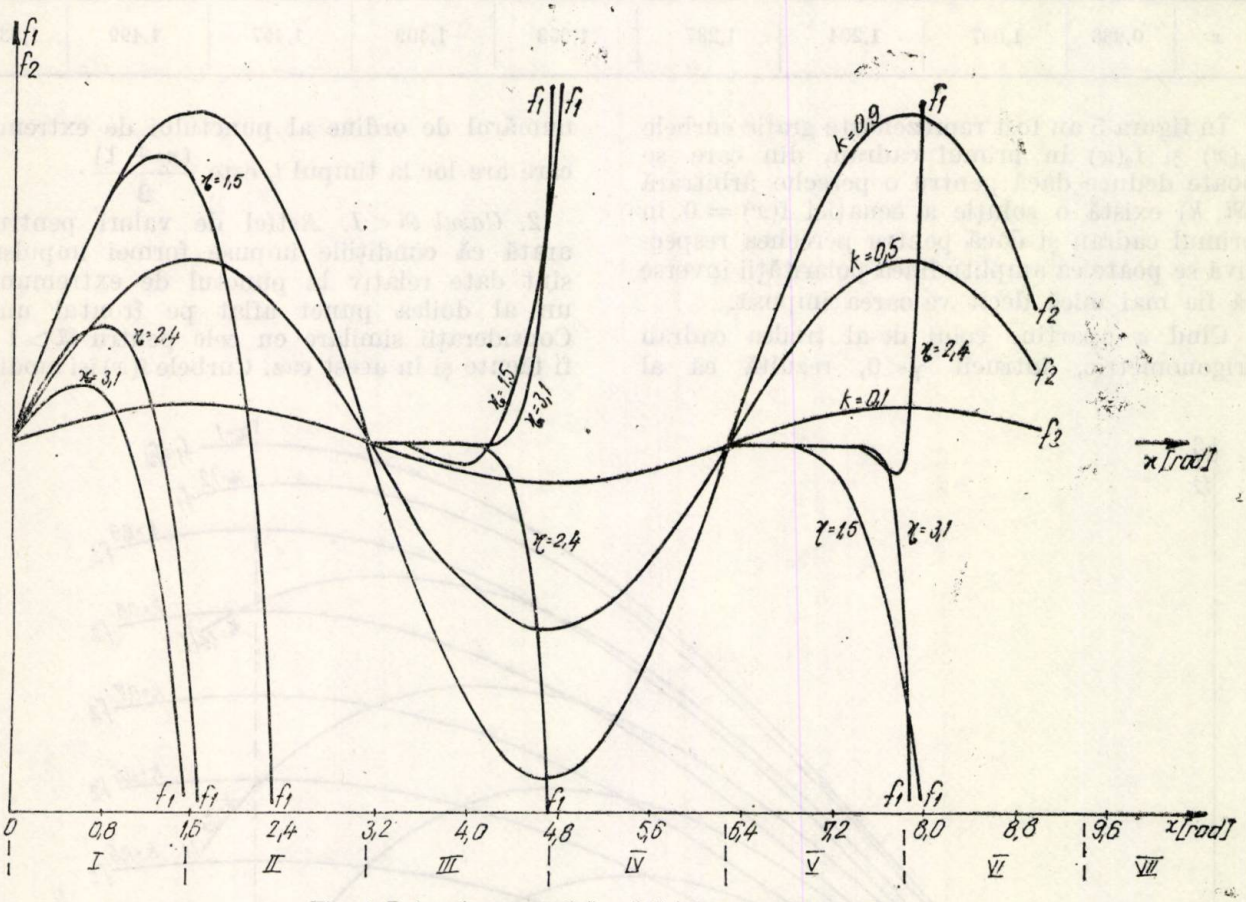


Fig. 4. Determinarea grafică a rădăcinilor ecuaţiei de sinteză.

Pentru exemplificare, în figura 4 se prezintă curbele $f_1(x)$, pentru 3 valori ale lui $\mathcal{R}$ şi $f_2(x)$, pentru 3 valori ale lui k, în abscisă fiind menţionate şi cadranele trigonometrice. Pe axa ordonatelor nu au fost menţionate unităţile de măsură, întrucît nu prezintă nici un interes, important fiind doar faptul că $f_1(x)$ şi $f_2(x)$ să fie reprezentate la aceeaşi scară, pentru ca intersecţiile lor grafice să dea soluţii corecte pentru x.

Trasarea curbelor respective s-a făcut direct, cu ajutorul unui calculator HEWLETT-PACKARD 9100 A şi a unui PLOTTER anexat.

O dată stabilit criteriul de selecţionare a rădăcinilor *fizic reale*, se va analiza semnificaţia fizică a apartenenţei soluţiei ecuaţiei $f(x) = 0$ la diferite cadrane impare.

$i(t)$ dată de relaţia (3), rezultă primele două abscise ale punctelor de extremum:

$$\begin{cases} t_f = \dfrac{1}{\omega_e} \operatorname{arctg} \dfrac{\omega_e}{\delta} \\ t_i = t_f + \dfrac{\pi}{\omega_e}. \end{cases} \tag{15}$$

Calculînd expresiile $i(t_f)$ şi $i(t_i)$ şi punînd condiţia:

$$\left| \frac{i(t_i)}{i(t_f)} \right| \leqslant s, \tag{16}$$

rezultă după o serie de calcule elementare că:

$$x \leqslant \operatorname{arctg} \frac{\pi}{\ln s^{-1}}. \qquad (17)$$

Deci pentru a limita amplitudinea polarității inverse la valoarea $s \cdot i_{max}$ trebuie ca x să respecte inegalitatea (17).

În tabelul 3 se prezintă valorile limită superioară ale lui x pentru diferite valori ale lui s.

Tabelul 3

s	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
x	0,938	1,097	1,204	1,287	1,353	1,409	1,457	1,499	1,537

În figura 5 au fost reprezentate grafic curbele $f_1(x)$ și $f_2(x)$ în primul cadran, din care se poate deduce dacă pentru o pereche arbitrară $(\mathfrak{M}, k)$ există o soluție a ecuației $f(x) = 0$ în primul cadran și dacă pentru perechea respectivă se poate ca amplitudinea polarității inverse să fie mai mică decît valoarea impusă.

Cînd x aparține celui de-al treilea cadran trigonometric, întrucît $\gamma < 0$, rezultă că al doilea punct de extremum are loc la valoarea t_f și după timpul $\mathfrak{M} \cdot t_f$, funcția $i(t)$ prezintă valoarea $k \cdot i(t_f)$.

Pentru al cincilea cadran trigonometric, al treilea punct de extremum are loc la timpul $\mathfrak{M} \cdot t_f$ funcția $i(t)$ are valoarea $k \cdot i(t_f)$. Un asemenea tip de sinteză poate fi folositor la sistemele de comandă.

În general, dacă n este numărul impar al cadranului trigonometric căruia îi aparține x, numărul de ordine al punctului de extremum care are loc la timpul t_f este $\frac{(n+1)}{2}$.

2. Cazul $\mathfrak{M} < 1$. Astfel de valori pentru $\mathfrak{M}$ arată că condițiile impuse formei impulsului sînt date relativ la punctul de extremum și un al doilea punct aflat pe frontul undei. Considerații similare cu cele pentru $\mathfrak{M} > 1$ pot fi făcute și în acest caz. Curbele $f(x)$ își modifică

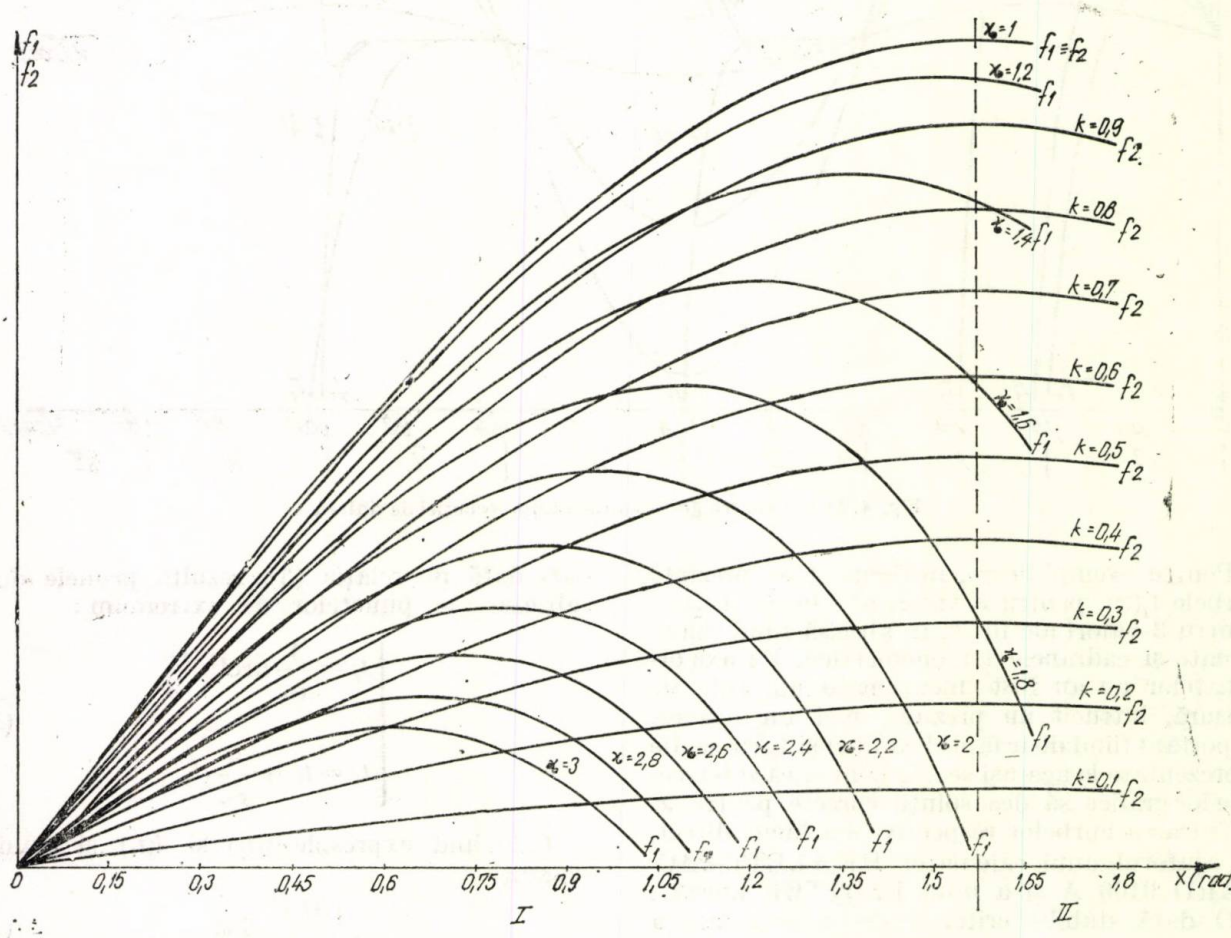


Fig. 5. Reprezentarea grafică a funcțiilor $f_1(x)$ și $f_2(x)$ în primul cadran trigonometric.

aspectul doar din punctul de vedere al intersecţiilor cu $f_2(x)$ şi, deci, al soluţiilor ecuaţiei $f(x) = 0$; concluziile calitative se menţin.

3. Cazul $\mathfrak{M} = 1$. Din expresia lui $f(x)$ reiese că aceasta reprezintă un caz de nedeterminare întrucît $f(x) \equiv 0$. Grafic se poate observa şi din figura 4. Fizic, poate fi explicat prin faptul că cele două puncte de definire a formei impulsului sînt în acest caz identice.

3. Metodica sintezei generatorului

Întrucît expresia curentului $i(t)$, dată de relaţia (3), se poate pune sub forma:

$$i(t) = \frac{2U}{R} \cdot \frac{1}{\operatorname{tg} x} e^{-\frac{x}{\operatorname{tg} x} \cdot \frac{t}{t_f}} \cdot \sin\left(x \cdot \frac{t}{t_f}\right), \quad (18)$$

rezultă că U, R, t_f sînt numai nişte factori de scară, forma impulsului în mărimi normalizate fiind dictată numai de x, adică de perechea $(\mathfrak{M}, x)$, ceea ce permite o sinteză facilă a circuitului.

Avînd ca date iniţiale domeniul admisibil pentru timpul frontului $t_f \in [t_f', t_f'']$ şi timpul pe spatele undei $t_s \in [t_s', t_s'']$, precum şi valoarea s care dictează valoarea maximă a amplitudinii inverse faţă de amplitudinea polarităţii principale, se poate calcula:

$$\mathfrak{M}_{min} = \frac{t_s'}{t_f''} \text{ şi } \mathfrak{M}_{max} = \frac{t_s''}{t_f'}. \quad (19)$$

Pentru o anumită valoare k, care, de exemplu, pentru încercarea descărcătoarelor este 0,5, se determină, pentru valori discrete ale lui $\mathfrak{M}$ în intervalul $[\mathfrak{M}_{min}, \mathfrak{M}_{max}]$, valorile corespunzătoare ale lui x din primul cadran. Se selectează acele valori care îndeplinesc inegalitatea (17). Fiecărei valori discrete a lui x astfel determinat îi corespunde un terţet al valorilor α, β, γ, date de relaţiile (12).

Pentru fiecare terţet α, β, γ, în funcţie de valorile discrete ale lui t_f din domeniul $[t_f', t_f'']$ se determină pentru $R = 1\ \Omega$, valorile corespunzătoare ale lui L, C, U cu relaţiile (9), (10) şi respectiv (11). Se va avea grijă să existe compatibilitate între $\mathfrak{M}$, t_f şi t_s'' în sensul că produsul $\mathfrak{M} \cdot t_f$ să nu depăşească t_s''. Pentru oricare altă valoare a rezistenţei R din circuit, L şi U corespunzător lui $R = 1\ \Omega$, se amplifică cu R, iar C se împarte la R. În acest mod întregul domeniu posibil al inductivităţii şi capacităţii ce trebuie alese, funcţie de rezistenţa circuitului şi forma impulsului, ţinînd cont de toleranţele admise, este acoperit.

Trebuie menţionat că condiţia de funcţionare în regim oscilant amortizat, dată de relaţia (5), este implicit îndeplinită dacă elementele circuitului se calculează conform metodicii prezentate.

În adevăr, condiţia (5) se poate scrie:

$$R < 2\sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (20)$$

Întrucît $L = \frac{\operatorname{tg} x}{2x} \cdot R \cdot t_f$ şi $C = \frac{2 \sin x \cdot \cos x}{x} \cdot \frac{1}{R} \cdot t_f$, se obţine: $2\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R}{\cos x}$.

Deci relaţia (20), avînd în vedere (21), devine:

$$R < \frac{R}{\cos x},$$

care este evident îndeplinită.

4. Stabilitatea răspunsului circuitului

La diferenţe previzibile ale valorilor practice ale elementelor circuitului faţă de cele teoretice, ţinînd cont atît de considerente tehnologice, cît şi de efecte perturbatoare ca, inductivităţi parazite sau efect pelicular, se pune problema alegerii soluţiilor care să ofere o mai mare stabilitate răspunsului generatorului.

Din relaţia (9) rezultă că funcţia de variaţie a timpului frontului t_f relativă la inductivitate este o dreaptă cu panta $\frac{1}{\alpha \cdot R}$. Pentru o mai mare stabilitate a lui t_f în funcţie de inductivitate trebuie ca panta acestei drepte să fie cît mai mică, adică rezistenţă mare şi coeficient α mare, deci, un $\mathfrak{M}$ cît mai mic posibil.

Din punct de vedere al stabilităţii timpului frontului la variaţii ale capacităţii, din relaţia (10) se deduce că din motive similare cu cele expuse anterior, trebuie ca R să fie cît mai mic şi $\mathfrak{M}$ cît mai mare. Din aceste condiţii contradictorii trebuie găsit un compromis care să ţină seamă de elementul mai *delicat* din punct de vedere al preciziei practice şi de aspectul energetic al problemei, care poate fi apreciat cu relaţia (11).

5. Aplicaţie practică

Să presupunem că se doreşte sinteza unui generator de impuls de curent de formă 4/10, aşa cum este precizat de [1].

În acest caz $t_f \in [3{,}5\ ;\ 4{,}5]\ \mu s$; $t_s \in [9, 11]\ \mu s$, iar amplitudinea polarităţii inverse este de maximum 20% din amplitudinea polarităţii principale, adică $s = 0{,}2$.

Se pot calcula:

$$\mathcal{R}_{min} = \frac{9 \cdot 10^{-6}}{4{,}5 \cdot 10^{-6}} = 2,$$

$$\mathcal{R}_{max} = \frac{11}{3{,}5} = 3{,}14.$$

Introducînd în ecuaţia de sinteză (6), $k = 0{,}5$ şi valori discrete ale lui $\mathcal{R}$ în domeniul $[\mathcal{R}_{min}, \mathcal{R}_{max}]$, calculat anterior, se obţin valorile corespunzătoare ale lui x, α, β, γ (tab. 4).

În tabelul 5 au fost barate acele perechi $(\mathcal{R}, t_f)$ care nu prezintă interes, în sensul că produsul $\mathcal{R} \cdot t_f > 11 \cdot 10^{-6}$. În acest mod a fost acoperită întreaga gamă posibilă a valorilor inductivităţii şi capacităţii în funcţie de rezistenţa sarcinii, care să asigure impulsul 4/10 în toleranţele admise şi să aibă amplitudinea polarităţii inverse mai mică de 20% din cea a polarităţii principale. În funcţie de disponibilităţile practice se adoptă perechea convenabilă de valori (L, C).

Tensiunea de încărcare pentru obţinerea curentului i_{max} se calculează cu relaţia (11),

Tabelul 4

k	$\mathcal{R}$	x	α	β	γ
0,5	2	1,131191125	0,939854425	0,680906637	2
0,5	2,1	1,011835979	0,790007224	0,88867425	1,77546307
0,5	2,2	0,893709297	0,695978951	1,09278152	1,636944594
0,5	2,3	0,773692666	0,631296424	1,292148702	1,543230326
0,5	2,4	0,6472995825	0,5839275359	1,48632788	1,475692175
0,5	2,5	0,5063323246	0,5476179378	1,675275343	1,424709376
0,5	2,6	0,328494469	0,5187965104	1,859195262	1,384827198
0,5	2,7	/	/	/	/
0,5	2,8	/	/	/	/
0,5	2,9	/	/	/	/
0,5	3	/	/	/	/
0,5	3,1	/	/	/	/

Tabelul 5

k	t_f, μs	$\mathcal{R} = 2{,}1$		$\mathcal{R} = 2{,}2$		$\mathcal{R} = 2{,}3$		$\mathcal{R} = 2{,}4$		$\mathcal{R} = 2{,}5$		$\mathcal{R} = 2{,}6$	
		L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF
0,5	3,5	2,76	3,11	2,44	3,82	2,21	4,52	2,04	5,2	1,9	5,86	1,8	6,5
	3,7	2,92	3,29	2,57	4,04	2,33	4,78	2,16	5,5	2,03	6,2	1,9	6,88
	3,9	3,08	3,46	2,71	4,26	2,46	5,04	2,28	5,8	2,13	6,53	2	7,25
	4,1	3,24	3,64	2,85	4,48	2,59	5,3	2,4	6,09	2,24	6,87	2,13	7,62
	4,3	3,4	3,82	3	4,7	2,71	5,57	2,51	6,4	2,35	7,2	/	/
	4,5	3,55	4	3,13	4,92	2,84	5,81	2,62	6,69	/	/	/	/

Din acest tabel se observă că pentru $\mathcal{R} \geq 2{,}7$ ecuaţia nu mai prezintă soluţii reale în primul cadran şi, deci, condiţiile impuse undei prin astfel de valori nu au un suport fizic în regim periodic amortizat.

De asemenea, se poate constata că, pentru $\mathcal{R} = 2$ deşi există soluţia ea nu prezintă interes întrucît $x = 1{,}1312$ este mai mare decît valoarea 1,097 menţionată în tabelul 3 şi care corespunde unei amplitudini a polarităţii inverse de 20% din cea principală.

Cu aceste valori ale lui α, β, pentru $R = 1\ \Omega$, cu relaţiile (9) şi respectiv (10) se calculează inductivităţile şi capacităţile corespunzătoare pentru diverse valori ale timpului frontului t_f, aflate în domeniul admisibil, valori ce sînt trecute în tabelul 5.

în care γ are valoarea corespunzătoare perechii (L, C) alese. Pentru exemplificare şi verificare practică au fost experimentate diferite variante în joasă tensiune, corespunzătoare tabelului 5, din care figura 6 prezintă una din ele pentru $\mathcal{R} = 2{,}4$ şi $t_f = 4{,}1$ μs, adică $R = 1\ \Omega$;

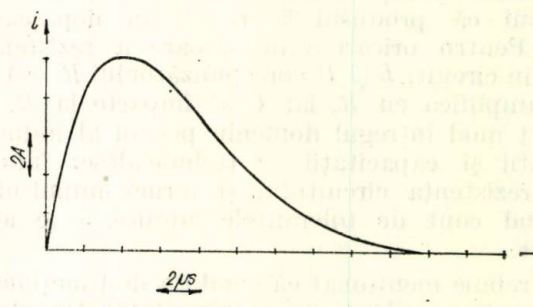


Fig. 6. Impulsul obţinut experimental pentru $R = 1\ \Omega$; $L = 2{,}4$ μH; $C = 6$ μF; $U = 15$ V.

$L = 2{,}4$ μH; $C = 6$ μF; $U = 15$ V și din care se poate deduce valabilitatea metodicii prezentate.

6. Concluzii

1. Lucrarea prezintă fundamentarea teoretică a sintezei generatorului de impuls de curent în regim oscilant amortizat, oferind o metodică practică, direct utilizabilă în laboratoarele de încercări.

2. Discuția ecuației de sinteză $f(x) = 0$ pune în evidență criteriile de selectare a soluțiilor fizice din mulțimea soluțiilor x reale din punct de vedere matematic.

3. De asemenea, sînt făcute precizări asupra condițiilor în care circuitul oferă o stabilitate optimă la posibile diferențe între valorile practice și cele teoretice ale elementelor componente, precum și la diverse influențe parazite.

4. Datorită faptului că din valoarea lui x ca rădăcină a ecuației $f(x) = 0$ este posibil să se determine valorile inductivității și capacității, în funcție de rezistența de sarcină, care să asigure forma de undă dorită; valoarea tensiunii de încărcare a condensatoarelor, care să asigure amplitudinea necesară impulsului principal; limitarea amplitudinii polarității inverse; posibilitatea sau imposibilitatea fizică a obținerii unei anumite forme de undă și deci, practic, totul despre sinteza generatorului de impuls de curent în regim oscilant amortizat; valoarea x a fost denumită *parametru de sinteză.*

5. Lucrarea se înscrie pe linia completării într-un sistem unitar a sintezei generatorului de impuls de curent în toate regimurile de funcționare posibile.

Bibliografie

[1] * * * International Electrotechnical Commission — Publication Lightning Arresters, 99-1/1970.
[2] *Hortopan, G.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune. București, Ed. tehnică, 1965.
[3] *Guillemin, E.* Theory of linear physical systems. New-York, John Wiley and Sons, Inc.
[4] *Skilling, H.* Electrical engineering circutis. New-York, John Wiley and Sons, Inc.
[5] *Hayt, W.* Engineering circuit analysis. McGraw — Hill 1962.
[6] *Cassel, B.* Linear electric circuits. John Wiley, 1964.
[7] *Scott, R.* Linear circuits. Time-domain analysis. Mc Graw Hill, 1970.
[8] *Arabadji, P.* Contribuții la studiul generatorului de impuls de curent de mare amplitudine. În: Electrotehnica, **20**, nr. 6, 1972.
[9] *Arabadji, P.* Sinteza generatorului de impuls de curent în regim aperiodic. În: E.E.A. — Electrotehnica **24**, nr. 8, oct. 1976, p. 281.

Intrat în redacție la 25.XI.1977

CZ 621.3.042

DECLANȘATOR ULTRARAPID
REPULSIE ELECTRODINAMICA
CIRCUIT MAGNETIC ÎN AER

Soluție optimizată pentru declanșator ultrarapid cu repulsie electrodinamică

DAN PAVELESCU* — BUCUREȘTI

1. Introducere

În rețelele electrice moderne, prezintă un tot mai mare interes întrerupătoarele limitatoare de curent. În rețelele de curent alternativ și îndeosebi în cazul celor de curent continuu, curenții de scurtcircuit pot avea valori foarte mari, dată fiind creșterea neîncetată a puterii instalate. De exemplu, în rețelele de tracțiune în curent continuu sau instalațiile mari de redresare, pot apare curenți de scurtcircuit care depășesc 200 kA_{max}, cu o pantă inițială de 10^7 A/s.

Apare deci necesitatea de a limita în amplitudine și durată aceste valori ale curentului de scurtcircuit, mai ales în cazul circuitelor care conțin elemente semiconductoare de putere. În general, aparatele de comutație cu efect limitativ, au o funcționare la scurtcircuit dependentă de curent, în sensul că deconectarea se produce sub influența unui declanșator parcurs de curentul de întrerupt [1] [2]. Din analiza procesului de limitare a curenților de scurtcircuit [3], [4], rezultă că timpul de răspuns al aparatului este factorul principal pentru producerea unei limitări pronunțate a curentului, atît sub aspectul valorii de vîrf, cît și al integralei Joule. Pentru obținerea unei deschideri cît mai rapide a contactelor, se folosesc în prezent declanșatoare cu acțiune independentă de curent, cele mai moderne bazîndu-se pe fenomenul de repulsie electrodinamică, denumit și efect Thomson. Aparatele echipate cu declanșatoare de acest tip, au

* Ing. *Dan Pavelescu* este șef de lucrări la Catedra de măsuri și aparate electrice din IPB.

performanţe deosebit de bune [5], [6], fără a prezenta dificultăţi mari de natură tehnologică.

Această lucrare descrie o metodă de proiectare pentru acest tip de declanşatoare, elaborată în scopul adaptării acestora la întrerupătoarele de putere.

2. Prezentarea problemei

Funcţionarea unui declanşator ultrarapid cu efect Thomson se bazează pe fenomenul de repulsie care apare între un disc conductor şi o bobină parcursă de curent intens, obţinut în general prin descărcarea unei baterii de capacităţi. Comanda descărcării se face prin tiristor sau ignitron, care primesc semnal de la un releu electronic sensibil la o anumită valoare a curentului de scurtcircuit, sau la panta acestuia. Discul mobil antrenează, pe cît posibil direct, unul din contactele principale ale aparatului, provocînd o apariţie rapidă a tensiunii arcului electric şi o limitare a curentului. În general, în mişcarea sa, discul trebuie să învingă forţa resortului de presiune în contact, precum şi forţele de frecare specifice sistemului de contacte adoptat. În [5], declanşatorul ultrarapid acţionează asupra contactului mobil al aparatului, iar în [6], contactul fix este cel care se deplasează în caz de scurtcircuit. În figura 1 se prezintă schema de principiu a unui astfel de declanşator, care prezintă avantajul că se poate adapta uşor la soluţiile constructive existente. Pe această

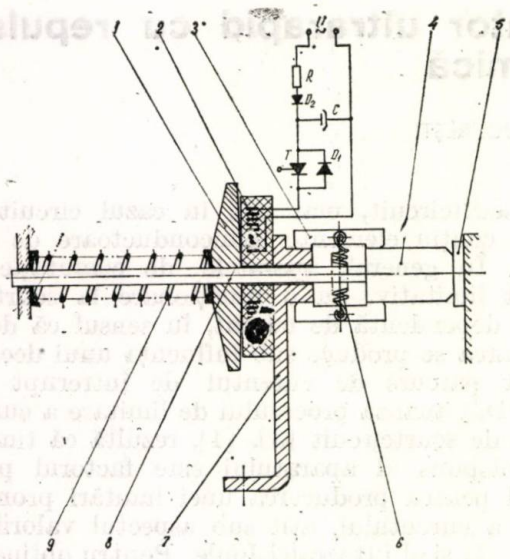


Fig. 1. Declanşatorul ultrarapid cu repulsie electrodinamică.

figură se observă discul *1* şi bobina *2* plasate în imediata apropiere, care reprezină organul motor al declanşatorului.

Bobina plată tip spiral sau Bitter este în legătură cu bateria de capacităţi C, prin intermediul tiristorului T şi al diodei D_1. Bateria de capacităţi este încărcată, în prealabil, la tensiunea $\hat{U}$ prin dioda D_2 şi rezistenţa R.

În cazul declanşării la scurtcircuit, discul *1* antrenează axul *8* care este solidar cu piesa de contact fix deplasabil *4*, provocînd depărtarea rapidă a acestuia faţă de contactul mobil *5*. În timpul acestei mişcări, legătura electrică cu borna *7* este menţinută de contactul alunecător *3*, prevăzut cu resoartele *6*, care asigură presiunea în contact.

Concomitent cu comanda declanşatorului se produce deszăvorirea mecanismului întrerupătorului, pentru a asigura deconectarea generală a aparatului. Se ştie că timpul propriu de funcţionare al unui astfel de mecanism este de ordinul milisecundelor, adică contactul mobil *5* va începe deplasarea după cîteva milisecunde de la începerea mişcării contactului *4*. În acest sens, resortul *9* are o dublă destinaţie, şi anume :

— asigură forţa de presiune în contact la funcţionarea de durată a aparatului ;

— determină o mişcare de rapel a piesei de contact *4*, astfel că după o declanşare la scurtcircuit, întrerupătorul să se afle în situaţia iniţială.

În sensul celor arătate mai sus, declanşatorul ultrarapid trebuie să îndeplinească următoarele condiţiuni :

— să asigure o deplasare cît mai rapidă a contactului fix deplasabil *4*, pentru a produce un efect limitativ pronunţat ;

— să execute mişcarea de rapel astfel încît să permită mecanismului întrerupătorului să deplaseze contactul mobil *5*, înainte ca piesa *4* să-l reîntîlnească ;

— în poziţia de aşteptare, să asigure forţa de presiune necesară la contactele principale.

Pornind de la aceste consideraţii, s-a elaborat o metodă de proiectare pe calculator a unui astfel de dispozitiv de declanşare, în scopul optimizării acestuia şi adaptării la un tip de întrerupător existent.

Optimizarea se referă în speţă la condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească discul conductor, construit în general din cupru sau aluminiu. Acestea pot fi enumerate după cum urmează :

— necesitatea de a obţine o bună ecranare din punct de vedere magnetic ;

— rezistenţă mecanică corespunzătoare ;

— realizarea unei forţe de rezistenţă aerodinamică cît mai redusă ;

— masa discului să fie optimă în raport cu forţa activă dezvoltată.

În acest sens, metoda permite un studiu complet al declanşatorului, în funcţie de unghiul de înclinare al feţei interioare a discului,

3. Considerații teoretice

Pentru a studia funcționarea dispozitivului prezentat în figura 1 este necesar a se deduce expresia forței active, care se exercită asupra discului la descărcarea capacității C. Pentru aceasta, trebuie rezolvată o problemă de cîmp relativ la o configurație ca cea din figura 2 unde s-a notat: a — raza interioară a bobinei; b — raza exterioară a bobinei; δ_{iz} — grosimea izolației (bobina este înglobată în rășină);

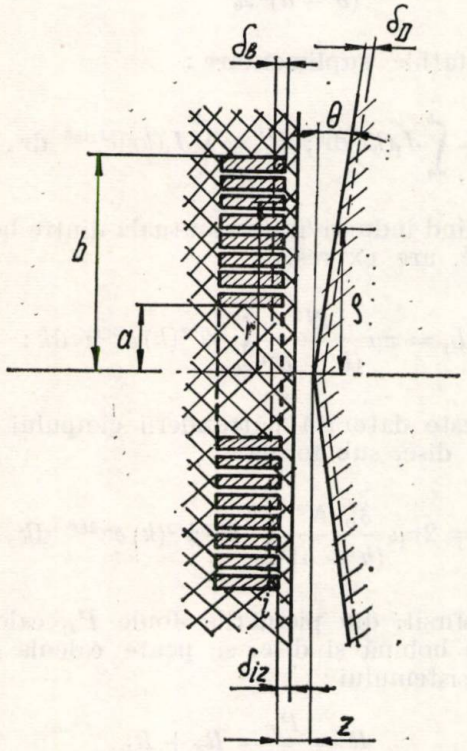


Fig. 2. Relativ la configurația disc bobină studiată.

z — distanța axială dintre suprafața exterioară a bobinei și suprafața interioară a discului; δ_B și δ_D — adîncimea de pătrundere pentru bobină, respectiv pentru disc; θ — unghiul de înclinarea feței interioare a discului. De remarcat, studierea problemei pentru valori diferite ale lui θ, în sensul celor arătate în [8], [7], relativ la obținerea unei eficiențe maxime a dispozitivului. Rezolvarea directă a problemei de cîmp se poate face ținînd seamă de simetria axială a sistemului, adică presupunînd potențialul magnetic vector de forma:

$$\bar{A}(r, \varphi, z) = A(\gamma, z)\,\bar{U}\varphi. \tag{1}$$

Ecuația satisfăcută de aceasta în interiorul discului este de tip Helmholtz, specifică problemelor de curenți turbionari:

$$\Delta A - j\omega\mu\sigma_D A = 0, \tag{2}$$

unde s-a notat:

ω — pulsația curentului bobinei de excitație;
μ — permeabilitatea magnetică a discului;
σ_D — conductivitatea electrică a discului.

Rezolvarea directă a ecuației (2) este dificilă în cazurile în care discul nu se poate asimila cu un sferoid turtit. Chiar și în acest caz, soluți analitică este foarte complicată. De aceea, s-a preferat rezolvarea prezentată în [8], [9], în care se studiază un ansamblu format dintr-un disc conductor de rază infinită și o spiră masivă. În acest sens, se stabilește pentru densitatea de curent indus la suprafața interioară a discului, expresia [8]:

$$J_S(\rho, z') = \frac{-\sqrt{2}\,Gi}{\delta_D}\left[\int_0^\infty \frac{\lambda\psi'(\lambda)J_1(\lambda\rho)e^{-\lambda z'}}{1 - j\sqrt{2}\,\delta_D\,\lambda}\,d\lambda + \right.$$

$$\left. + j\frac{2v}{\omega}\int_0^\infty \frac{\lambda^2\psi'(\lambda)J_1(\lambda\rho)\,e^{-\lambda z'}}{1 - j\sqrt{2}\,\delta_D\,\lambda}\,d\lambda\right], \tag{3}$$

în care:

i este curentul prin bobină;
J_1 — funcția Bessel de speța I-a și ordinul 1;
δ_D — adîncimea echivalentă de pătrundere a cîmpului în discul conductor. Adîncimile $\delta_{B,D}$ pentru bobină sau disc pot fi calculate cu:

$$\delta_{B,D} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma_{B,D}}}; \tag{4}$$

G este definit ca un factor de geometrie al bobinei compusă dintr-o singură spiră și are expresia:

$$G = \left[\int_a^b f(r)dr\right]^{-1}. \tag{5}$$

În (5), $f(r)$ reprezintă funcția de repartiție a densității de curent în funcție de raza r a spirei.

ψ' este o funcție de calcul care are forma:

$$\psi'(k) = \int_a^b f(r)J_1(kr)\,re^{-kr\operatorname{tg}\theta}\,dr, \tag{6}$$

unde: z' este definit ca un factor de separare, avînd expresia:

$$z' = z - a\operatorname{tg}\theta, \tag{7}$$

v fiind viteza de deplasare a discului.

Considerînd ω suficient de mare și viteza v a sistemului de ordinul zecilor de m/s, cel de-al

doilea termen din (3) devine neglijabil. Deducînd potenţialul vector A_{s0} la suprafaţa discului, se obţine apoi componenta radială a inducţiei sub forma :

$$B_{\rho s}(\rho, z') = \frac{\mu G i}{2}\int_0^\infty k\psi'(k)J_1(k\rho)e^{-kz'}\,\mathrm{d}k. \qquad (8)$$

Componenta axială a forţei Lorentz la suprafaţa discului se scrie :

$$\mathrm{d}F = J_S \cdot B_{\rho s}. \qquad (9)$$

Substituind şi efectuînd integrarea pe suprafaţa discului, se obţine expresia forţei totale :

$$F = \pi\mu G^2 i^2 \int_0^\infty \frac{\lambda\psi'^2(\lambda)\,e^{-2\lambda z'}}{1+2\delta_D^2\lambda^2}\,\mathrm{d}\lambda. \qquad (10)$$

Dat fiind că interesează cazul unei bobine cu un număr de N spire de tip spiral şi făcînd ipoteza să densitatea de curent J în bobină se repartizează numai după adîncimea de pătrundere δ_B, se poate scrie:

$$J = \frac{G\cdot N\cdot i}{\delta_B(b-a)}. \qquad (11)$$

Deoarece spirele bobinei au grosime redusă, se poate admite că densitatea de curent este constantă în bobină după raza r. Ca urmare rezultă $f(r) = 1$ şi expresia forţei la o bobină cu N spire, devine :

$$F_N = \pi\mu\frac{N^2\cdot i^2}{(b-a)^2}\int_0^\infty \frac{\lambda\psi'^2(\lambda)\,e^{-2\lambda z'}}{1+2\delta_D^2\lambda^2}\,\mathrm{d}\lambda. \qquad (12)$$

Pentru a aplica relaţia (12) este necesar a se cunoaşte evoluţia în timp a curentului i prin bobină. Se poate asimila circuitul cu un circuit echivalent R, L, C, cu parametri variabili, în sensul că inductivitatea sistemului şi rezistenţa echivalentă se schimbă o dată cu modificarea distanţei z dintre disc şi bobină. Expresia curentului de descărcare are forma :

$$i = \frac{\hat{U}}{\omega_e L(z)}e^{-\delta t}\cdot\sin\omega_e t, \qquad (13)$$

unde s-a notat :

$$\delta = \frac{R(z)}{2L(z)};\quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(z)\cdot C}};\quad \omega_e = \sqrt{\omega_0^2-\delta^2}. \qquad (14)$$

Utilizînd relaţia energetică de calcul a inductivităţii, pornind de la [8], se obţine :

$$L = \frac{2W_m}{i^2} = L_S - L_1 - L_2, \qquad (15)$$

în care :

L_S este inductivitatea proprie a bobinei, avînd expresia :

$$L_S = \pi\mu\frac{N^2}{(b-a)^2}\int_0^\infty \psi(k)\cdot\psi''(k)\mathrm{d}k, \qquad (16)$$

cu notaţiile suplimentare :

$$\psi(k) = \int_a^b J_1(kr)\mathrm{d}r;\quad \psi'' = \int_a^b J_1(kr)e^{krtg\theta}\,\mathrm{d}r. \qquad (17)$$

L_1 fiind inductivitatea mutuală dintre bobină şi disc, are expresia :

$$L_1 = \pi\mu\frac{N^2}{(b-a)^2}\int_0^\infty \psi'^2(k)\,e^{-2kz'}\,\mathrm{d}k; \qquad (18)$$

L_2 este datorată pătrunderii cîmpului electric în disc, sub forma :

$$L_2 = 2\pi\mu\frac{\delta_D^2\cdot N^2}{(b-a)^2}\int_0^\infty k^2\cdot\psi'^2(k)\,e^{-2kz'}\,\mathrm{d}k. \qquad (19)$$

În sfîrşit, din pierderile Joule P_J, calculate pentru bobină şi disc, se poate calcula rezistenţa sistemului :

$$R = \frac{P_J}{i^2} = R_S + R_D. \qquad (20)$$

R_S fiind rezistenţa bobinei şi ţinînd seamă de (11), are expresia :

$$R_S = \frac{\pi N^2(b+a)}{\sigma_B\cdot\delta_B\cdot(b-a)}. \qquad (21)$$

R_D — rezistenţa discului, are expresia :

$$R_D = \frac{2\pi N^2}{\sigma_D\cdot\delta_D(b-a)^2}\int_0^\infty \frac{\lambda\psi'^2(\lambda)\,e^{-2\lambda z'}}{(1+2\delta_D^2\lambda^2)^2}\,\mathrm{d}\lambda. \qquad (22)$$

Se observă că inductivitatea sistemului creşte cu z, iar rezistenţa scade. Ca urmare, se observă o diminuare a frecvenţei proprii a sistemului, o dată cu creşterea distanţei disc-bobină. Păstrînd notaţiile din (14), tensiunea la bornele capacităţii are expresia :

$$u = \hat{U}e^{-\delta t}\left[\cos\omega_e t + \frac{\delta}{\omega_e}\sin\omega_e t\right], \qquad (23)$$

în care ω_e, și δ sînt funcții de z, conform relațiilor (14).

4. Rezolvarea problemei pe calculator

La rezolvarea acestei probleme trebuie studiate atît fenomenele electrice descrise anterior, cît și ecuațiile de mișcare ale sistemului. În principiu, ar trebui rezolvate două sisteme de ecuații diferențiale, deoarece dispozitivul are întîi o mișcare sub acțiunea forței F_N, după care revine la poziția inițială datorită resortului *9*. De observat că fenomenele electrice dispar în timpul primei mișcări. Sistemele de ecuații diferențiale, aduse la forma lui Cauchy, pot fi scrise astfel :

Cazul mișcării sub acțiunea lui F_N :

$$1 \quad \begin{cases} \dfrac{di}{dt} = \dfrac{1}{L(z)}\left[u - \left(R(z) + v\dfrac{dL(z)}{dz}\right) i\right] \\ \dfrac{du}{dt} = \dfrac{i}{C} \\ \dfrac{dz}{dt} = v \\ \dfrac{dv}{dt} = \dfrac{1}{M_t}\left(F_N - \sum_{i=1}^{n_1} F_{ri}\right) \\ \dfrac{dt}{dt} = 1. \end{cases} \tag{24}$$

unde s-au notat :

M_t — masa totală a sistemului în mișcare ;
F_{ri} — forțele rezistente, care sînt puncții de z sau v, cuprinzînd forța resortului *9*, forța de rezistență aerodinamică și forțele de frecare date, în principal, de contactul *3*.

Sistemul (24) are condițiile inițiale :

Pentru $t = 0$, $u = \hat{U}$, $i = 0$, $z = \delta_{iz}$, $v = 0$.

În plus, se introduce condiția ca atît timp cît $\dfrac{dv}{dt} \leqslant 0$, $z = \delta_{iz}$ și $v = 0$.

Cazul mișcării sub acțiunea forței F_{R9} dată de resort :

$$2 \quad \begin{cases} \dfrac{dz}{dt} = v \\ \dfrac{dv}{dt} = \dfrac{1}{M_t}\left(F_{R9} - \sum_{i=1}^{n_2} F_{ri}\right) \\ \dfrac{dt}{dt} = 1. \end{cases} \tag{25}$$

Acest sistem are condiții inițiale similare, minus cele referitoare la u și i :

Pentru $t = 0$ sau $\dfrac{dv}{dt} \leqslant 0$; $z = z_{max}$; $v = 0$,

z_{max} reprezentînd valoarea finală a lui z, obținută din sistemul anterior.

Pentru rezolvarea sistemelor (24) și (25) se admite că pe durata unui pas de integrare, necunoscutele sistemului au o variație neglijabilă. De asemenea, se admite $L(z) = \text{const.}$; $R(z) = \text{const.}$, pentru un pas. Normal ar trebui scrise cele două seturi de coeficienți Runge-Kutta, făcîndu-se o rezolvare succesivă. De observat că precizia metodei de integrare depinde de mărimea pasului. În acest caz lucrul este de mare importanță, deoarece forța activă F_N este funcție de pătratul lui i, una din necunoscutele sistemului 1.

În continuare se va prezenta o metodă de calcul care evită inconvenientele arătate mai sus.

Din sistemul (24) se observă că se poate face notația :

$$R_d(z) = R(z) + v\frac{dL(z)}{dz}; \tag{26}$$

unde R_d este rezistența dinamică a circuitului, în sensul că depinde de viteza de deplasare v. R_d este constantă pe durata unui pas și primele două ecuații ale sistemului pot fi scrise sub forma :

$$\hat{U} - \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = R_d(z) + L(z)\frac{di}{dt}. \tag{27}$$

Ecuația (27) are soluția de forma (13), și anume :

$$i = \frac{\hat{U}}{\omega_{ed} \cdot L(z)}\, e^{-\delta_d \cdot t} \cdot \sin \omega_{ed} \cdot t, \tag{28}$$

unde :

$$\delta_d = \frac{R_d(z)}{2L(z)}; \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L(z) \cdot C}}; \quad \omega_{ed} = \sqrt{\omega_0^2 - \delta_d^2}.$$

Se observă că în regim dinamic, deplasarea discului cu viteza v are ca efect diminuarea valorii de vîrf a curentului, respectiv a forței active, precum și o scădere a frecvenței proprii a sistemului. Pe baza celor arătate mai sus, urmează a se rezolva un singur sistem de ecuații diferențiale de forma :

$$\begin{cases} \dfrac{dz}{dt} = v \\ \dfrac{dv}{dt} = f_K \\ \dfrac{dt}{dt} = 1 \end{cases} \tag{29}$$

Funcţia f_K are expresiile :

$$\text{pentru } K=1 \quad f_K=\frac{1}{M_t}\left(F_N-\sum_{i=1}^{n_1}F_{ri}\right);$$

$$\text{pentru } K=2 \quad f_K=\frac{1}{M_t}\left(F_{R9}-\sum_{i=1}^{n_1}F_{ri}\right). \tag{30}$$

Deci urmează a se rezolva de două ori sistemul (29), făcînd schimbările de variabilă corespunzătoare, pentru a avea aceleaşi condiţii iniţiale. În cazul $K=1$, în interiorul unui pas de integrare trebuie calculat curentul cu relaţia (28), respectiv forţa activă cu relaţia (12). Pentru aceasta, trebuie să se dispună de valorile $R(z)$, $L(z)$ şi $\frac{dL(z)}{dz}$ pentru pasul respectiv. De asemenea, se observă că forţa activă poate fi scrisă sub forma :

$$F_N=i^2\cdot f_F(z), \tag{31}$$

unde f_F este funcţie numai de z şi are expresia :

$$f_F=\frac{\pi\mu N^2}{(b-a)^2}\int_0^\infty \frac{\lambda\psi'^2(\lambda)\,e^{-2\lambda z'}}{1+2\delta_D^2\lambda^2}\,d\lambda. \tag{32}$$

Deoarece $L(z)$, $R(z)$, $dL(z)/dz$ şi $f_F(z)$ sînt funcţii continue de z în domeniul care interesează, urmează că în interiorul unui pas aceste valori să se obţină prin interpolarea curbelor respective, calculate în prealabil. Aceasta reduce substanţial timpul de calcul al calculatorului, lucru de deosebită importanţă deoarece se ştie că studiul pe calculator al acestor configuraţii necesită timpi de calcul foarte mari.

Programul întocmit pe baza celor arătate, are organigrama de principiu prezentată în figura 3. Se observă că aceasta se compune din două părţi principale, şi anume :

— secvenţa I, în care se calculează parametri mecanici şi electrici ai dispozitivului ;

— secvenţa II, în care se rezolvă sistemul de ecuaţii (29) în cele două cazuri.

În organigramă s-au notat cu CALCUL I—VI zone de program, care servesc la calculul unor elemente de acelaşi tip, prezentarea lor în detaliu nefiind posibilă, determinînd o complicare excesivă a expunerii.

Secvenţa I calculează iniţial masa discului M_d şi masa totală M_t a sistemului în mişcare. Ţinînd seamă de notaţiile din figura 4, masa discului, care este funcţie de unghiul θ, are expresia :

$$M_d=\rho_D\left[V_{\max}-\frac{\pi}{24}D_{ex}\cdot D_{cil}\cdot(D_{ea}+D_{cil})\operatorname{tg}\theta\right], \tag{33}$$

unde :

$$V_{\max}=\frac{\pi}{24}\left[D_{ex}^2G_m-D_{ax}^2G_d+(G_d-G_m)(D_{ex}^2+D_{cil}^2+D_{ex}\cdot D_{cil})\right], \tag{34}$$

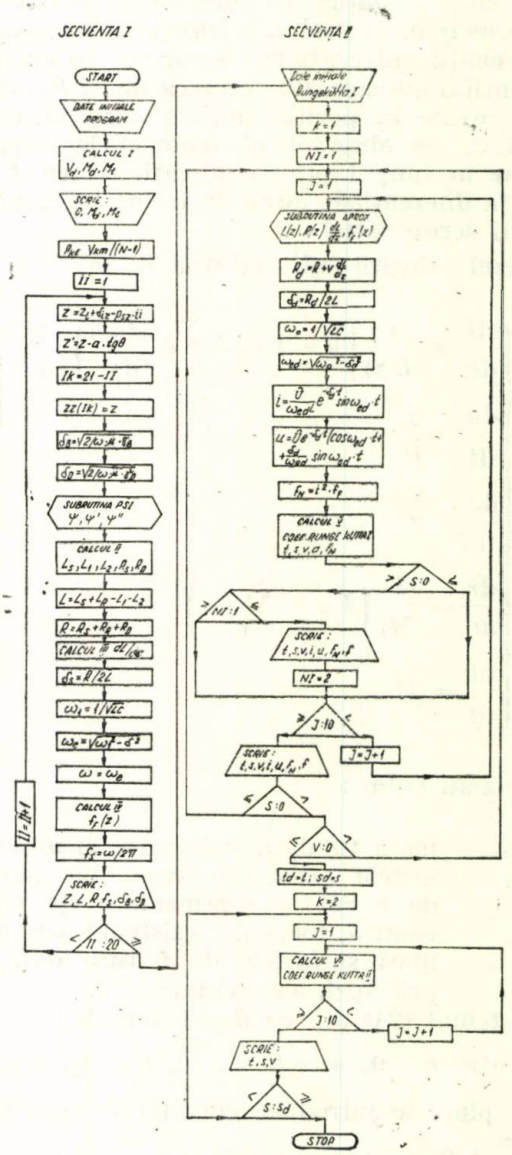


Fig. 3. Organigrama de principiu a programului.

iar ρ_D este densitatea materialului din care este confecţionat discul. Dimensiunile discului se aleg funcţie de condiţiile enunţate la punctul 2.

În continuare se calculează şi se reţin în memorie parametrii electrici ai sistemului, în funcţie de z. Pentru aceasta se calculează adîncimile de pătrundere la bobină şi disc δ_B, δ_D şi valorile L_S, L_1, L_2, R_S, R_D utilizînd subrutina *PSI*, care calculează valorile pentru ψ, ψ' şi ψ''. Pentru aceasta se face apel la o altă subrutină *BSWB*, care calculează funcţia

Bessel [11], necesară lui *PSI*. Integralele se efectuează cu ajutorul funcţiei *SUM*, care integrează după metoda Simpson. După aceea se trece la calculul valorilor dL/dz, calculate de CALCUL III, pe baza relaţiilor de calcul a derivatei în 3 puncte. În mod similar, sînt

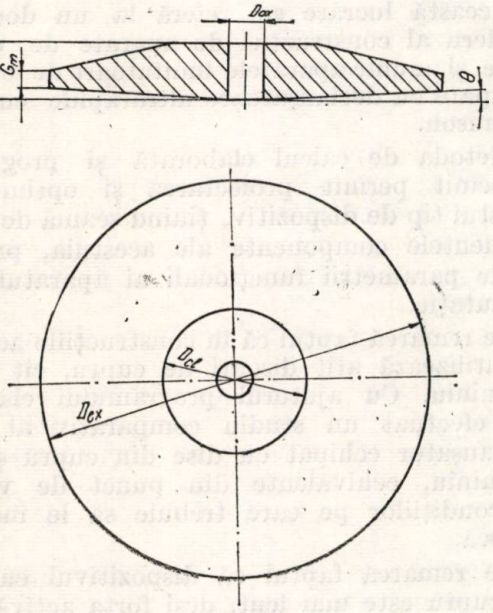


Fig. 4. Relativ la discul conductor utilizat.

calculate valorile corespunzătoare funcţiei $f_F(z)$, necesare ulterior la calculul forţei active, precum şi frecvenţa proprie în regim static, funcţie de z.

Parametrii de mai sus se calculează şi se reţin pentru 20 valori ale lui z.

Secvenţa II a programului începe cu stabilirea condiţiilor iniţiale pentru rezolvarea cu metoda Runge — Kutta IV. Pentru $K = 1$, în interiorul pasului de integrare se calculează valoarea curentului, a tensiunii la bornele capacităţii, respectiv forţa activă. Pentru aceasta se recurge la subrutina *APROX*, care face interpolarea liniară. Apoi se calculează coeficienţii Runge — Kutta, respectiv valorile pentru timpul t, cursa dispozitivului s, viteza v şi acceleraţia a. Scrierea acestor valori se face o dată la 10 iteraţii. S-a utilizat pasul de integrare $h = 5$ μs. Trecerea la rezolvarea în cazul $K = 2$ se face atunci cînd sînt îndeplinite condiţiile: $s > 0$, $v \leqslant 0$, adică atunci cînd mişcarea sub acţiunea forţei active F_N încetează din cauza comprimării resortului 9. Valoarea obţinută pentru spaţiul parcurs s_d este notată şi este condiţie de oprire la rezolvarea sistemului în cel de-al doilea caz, adică atunci cînd în mişcarea de rapel, sistemul revine în poziţia iniţială: $s \geqslant s_d$. Timpul este înregistrat în continuare în ambele mişcări, deoarece timpul total interesează în sensul îndeplinirii condiţiilor arătate la punctul 2. Programul descris a fost testat prin confruntarea rezultatelor de calcul cu cele experimentale, descrise în [7]. S-a obţinut o bună concordanţă atît în cazul utilizării discurilor de cupru, cît şi de aluminiu.

În continuare se vor prezenta rezultatele obţinute pentru calculul unui declanşator destinat să echipeze un întreruptor automat, avînd curentul nominal de 1 000 A. Se prezintă două variante, pentru disc de cupru şi aluminiu, echivalente din punct de vedere al condiţiilor enunţate anterior. Masa discului din cupru este 0,844 kg, iar a celui de aluminiu, 0,509 kg. Se consideră cazul în care $\theta = 0$.

În figura 5 curbele a şi b reprezintă $L = f(z)$, trasate de calculator pentru disc din aluminiu, respectiv cupru. Curbele c şi d sînt $R = f(z)$ corespunzătoare. În figura 6 s-au trasat curentul de descărcare i, respectiv tensiunea u la bornele capacităţii.

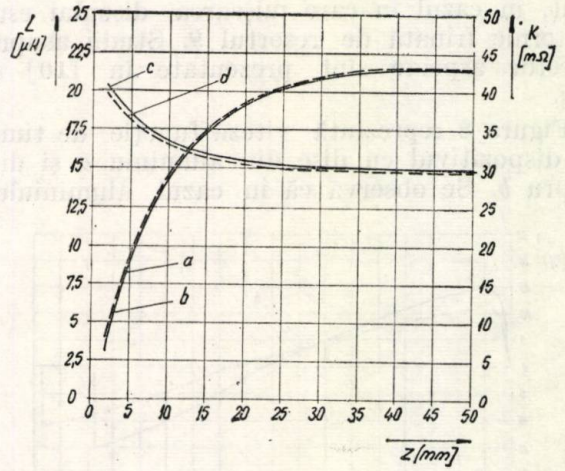


Fig. 5. Inductivitatea şi rezistenţa sistemului în funcţie de cursă.

Curbele a şi c sînt pentru disc din aluminiu, iar b şi d, sînt pentru disc din cupru. Se observă că în cazul discului de aluminiu,

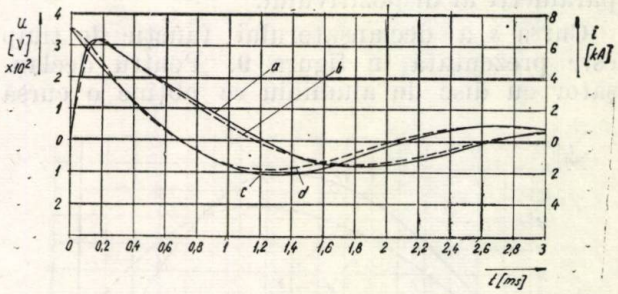


Fig. 6 Curbele curenţilor de descărcare şi ale tensiunilor la bornele capacităţilor.

panta iniţială a curentului este mai mare, dar acesta are primul vîrf de valoare mai redusă decît la cupru. Acest lucru determină

evoluția forței active F_N, prezentată în figura 7, pentru disc de aluminiu *a*, respectiv cupru *b*. Vîrful forței este mai rapid în cazul discului de aluminiu, dar are o valoare mai redusă decît discul din cupru. Se remarcă faptul că

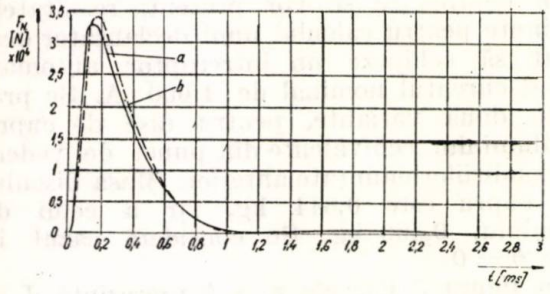


Fig. 7. Forța activă funcție de cursă.

datorită deplasării discului, contribuția semialternanței negative de curent este foarte redusă la producerea forței. Acest lucru dă indicații asupra oportunității plasării diodei D_1 în circuit, în cazul în care mișcarea discului este puternic frînată de resortul *9*. Studii asupra acestor aspecte sînt prezentate în [10] și [7].

Figura 8 reprezintă viteza funcție de timp la dispozitivul cu disc din aluminiu *a* și din cupru *b*. Se observă că în cazul aluminiului

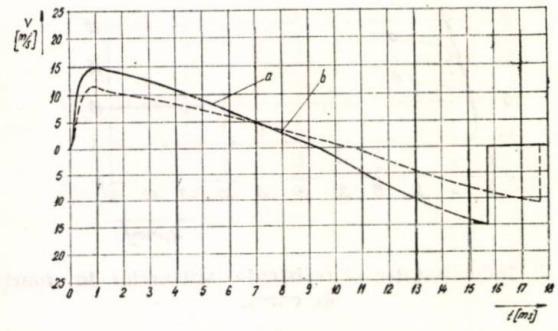


Fig. 8. Viteza funcție de timp pentru disc din aluminiu sau cupru.

se obțin viteze mult mai mari, pentru aceiași parametri ai dispozitivului.

Cursa *s* a declanșatorului funcție de timp este prezentată în figura 9. Pentru declanșator cu disc de aluminiu se obține o cursă

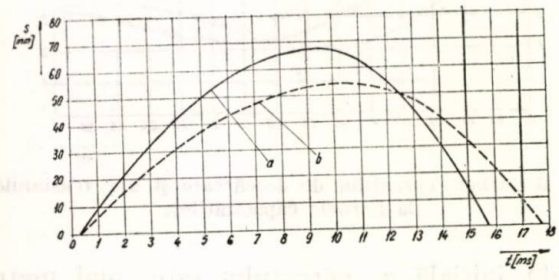


Fig. 9. Spațiul funcție de timp pentru disc din aluminiu sau cupru.

maximă s_d mai mare, în schimb durata totală a mișcării este mai redusă, fiind de 15,7 ms, față de 17,7 ms la discul de cupru.

5. Concluzii

Această lucrare se referă la un domeniu modern al construcției de aparate de comutație, și anume aparatele limitatoare de curent, echipate cu declanșatoare ultrarapide cu efect Thomson.

Metoda de calcul elaborată și programul întocmit permit proiectarea și optimizarea acestui tip de dispozitiv, ținînd seamă de toate elementele componente ale acestuia, precum și de parametrii funcționali ai aparatului de comutație.

Se remarcă faptul că în construcțiile actuale se utilizează atît discuri de cupru, cît și de aluminiu. Cu ajutorul programului elaborat s-a efectuat un studiu comparativ al unui declanșator echipat cu disc din cupru și din aluminiu, echivalente din punct de vedere al condițiilor pe care trebuie să le îndeplinească.

Se remarcă faptul că dispozitivul cu disc de cupru este mai lent, deși forța activă este mai mare, fapt datorat contribuției importante a masei discului la masa sistemului în mișcare. Declanșatorul cu disc din aluminiu este mai rapid și oferă o cursă maximă mai mare, lucru important pentru lungirea rapidă a arcului electric și o limitare eficientă. Discul din cupru oferă avantajul unui timp total mai mare, deci un astfel de dispozitiv se poate adapta la un întreruptor, al cărui mecanism are timpul propriu destul de mare, lucru frecvent în cazul construcțiilor convenționale.

Începutul mișcării în cazul discului de aluminiu se face mai rapid decît la discul de cupru, deci în primul caz dispozitivul asigură un timp de răspuns mai redus pentru aparatul de comutație. Se poate spune că utilizarea aluminiului este recomandabilă la aparatele ultrarapide, care funcționează la curent de scurtcircuit prezumat cu valoare de vîrf foarte mare și cu panta inițială importantă. Declanșatorul cu disc de cupru, pe lîngă o durată totală a mișcării mai mare, menține un timp mai îndelungat o distanță între contactele aparatului în jurul valorii cursei maxime s_d, lucru interesant pentru anumite întreruptoare la care pătrunderea arcului în camera de stingere se face mai lent.

Desigur, studiul amănunțit al funcționării întregului aparat, inclusiv-declanșatorul ultrarapid, poate oferi soluții constructive cu performanțe ridicate.

Bibliografie

[1] *Beck, W., Boxleidner, H.* Neue strombegrenzend Leistungsschalter Die EBL-Typen 250, 400 und 630 vervollständigen das EAW-Leistungsschalter-system. În: Impuls, nr. 1, 1972, p. 14—19.

[2] *Treptow, A.* AEG—RAPID — Schalter, ein neues System für strombegrenzenden, selektiven Anlagenschatz. In: Technische Mitteilungen AEG-Telefunken 58, nr. 1, 1968, p. 36—38.

[3] *Cantarella, G.* Interrutori limitatori delle corrente di corto circoito. In: l'Elettrotecnica 58, nr. 7, 1970, p. 398—405.

[4] *Pavelescu, D.* Limitarea curentului de scurtcircuit în aparatele de joasă tenisune, limitatoare. În: Electrotehnica 22, nr. 9—10, 1974 p. 291—299.

[5] *Thieme, E., Bartramm, P.* MY-Rapid avec déclencheur électrodynamique ultra-rapid, un disjoncteur compact à temp d'ouverture extrêmement faible. În: Revue AEG-Telefunken, nr. 2, 1970, p. 72—74.

[6] *Freeman, A. T.* Disjoncteur ultra-rapide à courant-continuu. În: Cuivre, Laitons alliages, nr. 4, 1972, p. 9—11.

[7] *Pavleescu. D., Gheţea, E.* Dispozitiv al ultrarapid cu repulsie electrodinamică. În: Electrotehnica, nr. 8, nov. 1976.

[8] *Basu, S.* Electrodynamics of a pulsed magnetic power device. Teză de doctorat, Universitatea Waterloo, Ontario, Canada, august 1970.

[9] *Basu, S.* Analysis of a fast actnig circuit breaker mecanism. Part. I—Electrical aspects. In: Transactions Paper, august 1971, 9 p.

[10] *Rajotte, R., Drouet, M.* Experimental analysis of a fast acting circuit breaker mechanism. Electrical aspects. În: IEEE Trans. PAS 94, 1975, p. 89—96.

[11] *Dorn, W. S., Mc. Cracken.* Metode numerice cu programe în FORTRAN. Bucureşti, Ed. tehnică, 1975.

Intrat în redacţie la 5.XI.1976

CZ 621.327.3 : 535.371

BALAST
ZGOMOT, VIBRAŢIE
ÎNCERCĂRI

Măsurări ale nivelului de zgomot la balăsturile pentru lămpi fluorescente

CONSTANTIN IVANOVICI ŞI MIRCEA ALEX. SÂRBU* — BUCUREŞTI

Preocupările actuale ale producătorilor de surse de lumină din lume sînt îndreptate spre crearea de balasturi cu secţiuni reduse, cu bune calităţi termice, cu fiabilitate mărită şi cu zgomot redus, utilizînd soluţii tehnologice moderne ce conduc la economii de materiale.

Cu o largă utilizare în iluminatul public, transportul în comun, birouri, săli de lectură etc., balasturile trebuie să aibă un zgomot redus, pentru a crea după caz zone liniştite [1], în care nivelul de zgomot să nu depăşească 30—40 dB.

Deşi balasturile nu ating niveluri importante ale zgomotului, în raport cu condiţiile particulare ale locuitorilor în care funcţionează zgomotul lor, poate afecta productivitatea muncii intelectuale şi a unor activităţi fizice speciale. În cele ce urmează sînt prezentate rezultate experimentale ale măsurării nivelului de zgomot şi se indică posibilitatea înlocuirii acestor încercări prin măsurători de vibraţii.

2. Metoda de încercare

Pentru măsurarea nivelului de zgomot se foloseşte o cameră anecoidă cu un nivel al zgomotului de fond cu cel puţin 6 dB, sub nivelul acustic al balastului.

Balastul care se utilizează ca în schema din figura 1 se plasează în interiorul camerei anecoide, restul montajului, lampă, starter, fiind plasate în exteriorul acesteia, la cîţiva metri, pentru a nu influenţa măsurătorile. De asemenea, conductoarele de alimentare electrică care leagă balastul, trebuie protejate împotriva undelor de frecvenţă radio, ce ar influenţa măsurătorile. Carcasa metalică a balastului trebuie legată la pămînt.

Elementele schemei din figura 1 au îndeplinit următoarele condiţii [2]:

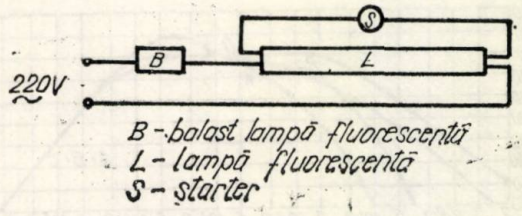


Fig. 1. Schema de montaj balast — lampă — starter.

— lampă îmbătrînită (100 ore de funcţionare);

— balastul de încercare a fost ţinut în condiţii nominale de tensiune şi frecvenţa timp de minimum 10 ore.

Astfel pregătit, balastul suspendat cu benzi de cauciuc, a fost aşezat paralel cu planul

* Ing. *C. Ivanovici* este cercetător ştiinţific în Laboratorul omologării electrocasnice, iar *M. A. Sârbu*, cercetător ştiinţific în Laboratorul de maşini electrice de medie putere din ICPE.

diafragmei microfonului, la o distanță de 2,5 cm.

S-au efectuat măsurători pe centrul celor patru fețe principale ale balastului, acolo unde lungimea depășește 10 cm, s-au făcut două măsurători pe fiecare față.

Nivelul mediu de zgomot al balastului încercat s-a calculat cu formula:

$$N = \sqrt{\frac{\Sigma n_i^2}{4}},$$

unde:

N este nivel mediu de zgomot (dB);

n_i — nivelul de zgomot măsurat pe fața i.

Nivelul mediu de zgomot pentru un tip se calculează prin media aritmetică făcută pe trei balasturi.

Schema de măsurare a zgomotului cuprinde:

— microfonul de tip capacitiv 4145 Brüel & Kjaer;

— analizorul în treime de octavă de tip 2111 B & K sau analizor heterodină în bandă îngustă de frecvență de tip 2010 B & K;

— înregistratorul de tip 2305 B & K.

3. Rezultate experimentale

Măsurătorile au fost făcute în condițiile camerei anecoide din ICPE, utilizînd aparatura B & K cu care este înzestrat institutul.

S-au măsurat balasturi pentru lămpi fluorescente în construcții Phillips (fabricate de ICIN — București) și ALFRA (Romlux — Tîrgoviște), de diferite puteri: 20, 40 și 65 W [3].

Măsurătorile de zgomot efectuate asupra balasturilor privesc încadrarea nivelului presiunii acustice în decibeli A (dBA), sub un nivel maxim admis. Curba de ponderare A corectează zgomotul în funcție de frecvență, aproximativ în modul în care urechea percepe sunetul. În figura 2 [4] se prezintă curbele de ponderare ISO.

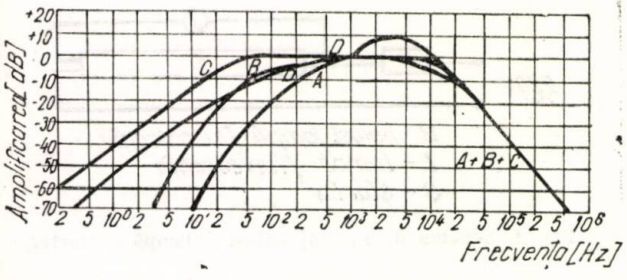


Fig. 2. Curbele de pondere standardizate pe plan internațional pentru măsurări ale nivelului sonor.

Au fost efectuate măsurători de zgomot pe balast individual, montat în corp de iluminat, cu una sau patru lămpi.

Din tabelul 1 rezultă că nivelul mediu de zgomot pe tip de balast scade cu creșterea puterii, exceptînd cazul balastului cu secțiune redusă, la care datorită regimurilor termice diferite, încălzirea se micșorează cu creșterea puterii.

Tabelul 1

Rezultatele măsurătorilor nivelului de zgomot la balasturile pentru lămpi fluorescente tubulare (construcție Phillips)

Putere (W)	Nr. balast	Nivel de zgomot (dBA) pe fețele				$N_{med.}$ dBA	
		1	2	3	4	pe balast	pe tip
20	1	28	30	32,5	31,5	30,5	36
	2	42	38	39,5	35,5	38,7	
	3	37,5	38,5	39	39	38,7	
40	1	32,5	29,5	30	29,5	30,3	32,6
	2	35	35,5	32	37,5	35	
	3	29	31,5	35	30	31,4	
	4	36	34	32	33	33,8	
40 îngust	1	54	48	50,6	56	52	41,2
	2	25,5	28	27,5	25,6	26,6	
	3	47,5	42	44	47,5	45,2	
65	1	31,5	28	29	31,5	30	31,2
	2	32	31,5	32	32	31,6	
	3	32	28	30,5	32,5	32	

La balastul cu secțiune redusă, din cauza masei mai mici, stabilizarea termică se face la o temperatură mai ridicată.

Măsurătorile efectuate pe balasturile montate pe corpuri indică o creștere a nivelului acustic (tabelul 2).

Tabelul 2

Rezultatele măsurătorilor nivelului de zgomot pentru corpuri de iluminat cu unul (40 W îngust) sau patru (40 W) balasturi (construcție Phillips)

Putere (W)	Nr. corp	Nr. balast	Nivel de zgomot (dBA) pe fețele				$N_{med.}$ dBA	
			1	2	3	4	pe balast	pe corp
40 îngust	I	1	62,5	54	56	52	55,6	
	II	2	32	27	27	25	27,7	
	III	3	53	49	50	48	50	
40	IV	1	36	41	36	31	36	37,2
		2	35	46	39	34	38,5	
		3	35,5	41	38	31	36,4	
		4	39	41	38	33	37,8	

Se precizează că măsurătorile asupra balasturilor montate pe corp au fost efectuate respectînd punctele de măsură de la măsura-

rarea individuală. Nivelul zgomotului măsurat pe balasturile de tip Alfra nu depăşeşte, în general, nivelul de 30 dBA (tabelul 3), spre deosebire de tipul Phillips (tabelul 1 şi 2).

Tabelul 3

Rezultatele măsurătorilor nivelului de zgomot la balasturile pentru lămpi fluorescente (construcţie ALFRA)

Putere (W)	Nr. balast	Nivel de zgomot (dBA) pe feţele				$N_{med.}$ (dBA)	
		1	2	3	4	pe balast	pe tip
20	1	25	25,5	24,5	25	25,2	25
	2	24,5	26,5	25,5	25,5	25,5	
	3	22,5	26,5	24,5	25	24,4	
65	1	23,5	28,5	26	26	26	24,5
	2	21	25	22,5	22	22,6	
	3	23,5	25,5	25	25,5	25	

Explicaţia rezidă în construcţia diferită a celor două tipuri de balasturi, favorabilă din punctul de vedere al răcirii şi în consecinţă şi al nivelului acustic, celei dintîi.

Pe cinci balasturi în construcţie Phillips de 40 W s-au făcut experimentări folosind aceeaşi metodă prezentată la pct. 2, pentru a vedea care este variaţia nivelului de zgomot cu temperatura, tensiunea, distanţa şi funcţie de timp.

3.1. Variaţia zgomotului cu temperatura înfăşurării balastului. Din figura 3 se observă că nivelul de zgomot al balastului variază puţin cu temperatura pînă în jurul valorii de 120°C, urmînd apoi o creştere parabolică.

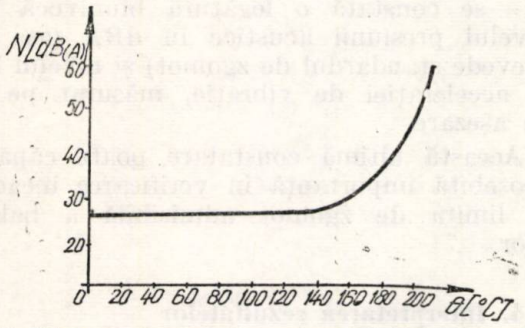


Fig. 3. Diagrama de variaţie a zgomotului cu temperatura înfăşurării balastului.

Din tabelul 4 rezultă că valoarea zgomotului rămîne constantă după 30 minute ca şi după 5 ore de funcţionare, deci măsurătorile se pot executa după un timp de funcţionare de minimum 30 minute, în care se ajunge la o stabilizare a regimului termic.

Utilizarea balastului la o temperatură ce depăşeşte nivelul impus de clasa de izolaţie

Tabelul 4

Variaţia în timp a zgomotului cu temperatura înfăşurării la un balast în construcţie Phillips

Timpul (ore)	0	30 min	1	2	3	4	5
N (dBA)	30,5	37,5	38,5	39,5	38	38,5	38
θ (°C)	30	61,8	72,3	81,2	86	87,6	86

a înfăşurării [5], conduce la o îmbătrînire accelerată şi implicit la creşterea nivelului de zgomot.

3.2. Variaţia zgomotului cu tensiunea. Un alt element ce influenţează zgomotul este tensiunea reţelei, care poate varia în limite de ±10 %.

Din figura 4 se observă că variaţia este parabolică, cu o creştere de 3 dBA în limitele respective. Deci şi stabilizarea tensiunii de alimentare a balasturilor reprezintă un element ce poate duce la diminuarea zgomotului.

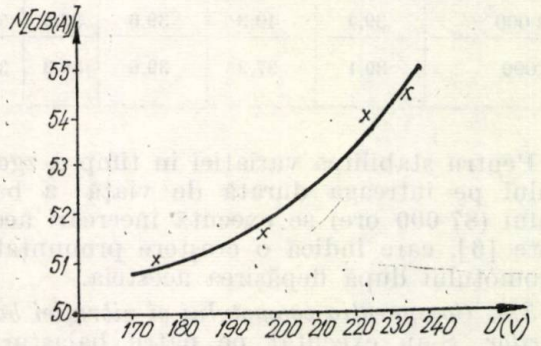


Fig. 4. Curba de variaţie a zgomotului cu tensiunea de alimentare.

3.3. Variaţia zgomotului cu distanţa. În figura 5 se prezintă variaţia nivelului de zgomot cu distanţa în scară dublu logaritmică. La o distanţă de 2 m s-a înregistrat o scădere de 2,4 ori faţă de nivelul zgomotului la distanţa de 2,5 cm.

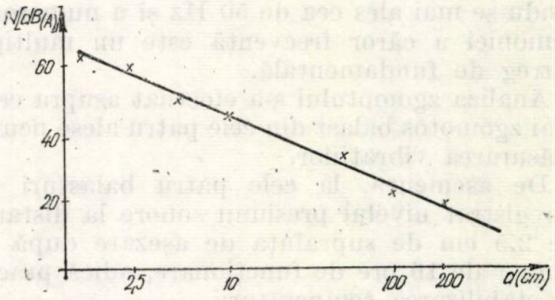


Fig. 5. Curba de variaţie a zgomotului cu distanţa.

Acest lucru este deosebit de important, dînd informaţii asupra distanţei la care tre-

buie să fie plasate corpurile de iluminat față de locul de muncă (studiu).

3.4. Variația zgomotului în timp. În condiții nominale de funcționare se observă din tabelul 5 creșterea zgomotului în timp, considerîndu-se un interval de 3 000 ore.

Tabelul 5

Variația zgomotului în funcție de timpul de încercare

Timpul ore)	Nivel de zgomot ((dBA) pe fețele				Nmed, dBA
	1	2	3	4	
0	32,9	34,3	33,8	32	33,3
30 min.	30,6	31,5	32,4	30,4	31,2
4	27,6	28,8	28	30	28,6
10	33,9	36,5	36,5	33	35
300	39,2	37,9	39,8	37,6	38,6
500	38,1	37,5	37,4	35,9	37,2
1000	41,4	39,4	36,4	38	38,8
2 000	39,4	40,3	39,6	37,5	39,3
3 000	39,1	37,3	39,6	39,3	38,8

Pentru stabilirea variației în timp a zgomotului pe întreaga durată de viață a balastului (87 000 ore) se execută încercări accelerate [6], care indică o creștere pronunțată a zgomotului după depășirea acesteia.

3.5. Comparația zgomotului și vibrației balasturilor. S-au executat pe patru balasturi în construcție ALFRA atît măsurători de zgomot, cît și de vibrație.

Măsurătorile au fost făcute cu analizorul heterodină 2010 B&K, în bandă îngustă de frecvență $B = 3{,}15$ Hz.

Măsurătorile de zgomot efectuate în domeniul 20—20 000 Hz pun în evidență prezența în zgomotul produs de balast a armonicii datorită magnetostricțiunii cu frecvența fundamentală de 100 Hz, a unor subarmonici, sesizîndu-se mai ales cea de 50 Hz și a numeroase armonici a căror frecvență este un multiplu întreg de fundamentală.

Analiza zgomotului s-a efectuat asupra celui mai zgomotos balast din cele patru alese pentru măsurarea vibrațiilor.

De asemenea, la cele patru balasturi s-a înregistrat nivelul presiunii sonore la distanța de 2,5 cm de suprafața de așezare după un număr de 10 ore de funcționare, adică practic la stabilizarea temperaturii.

Tabelul 6 prezintă atît nivelul presiunii sonore, cît și accelerația vibrației pe scările de pondere *A*, *B*, *C* și pe liniar măsurată cu traductorul 4329 B&K.

Tabelul 6

Nivelul de zgomot și de vibrație la balasturi în construcție ALFRA

Mărimi fizice / Balast nr.		1	2	3	4
Niveluri ponderate / Nivelul de zgomot, dB		17,5	17,5	20,8	33,6
Accelerația vibrației $\left(\frac{m}{s^2} \cdot 10^{-3}\right)$	Lin.	16,5	16	21	64
	A	12,5	12	12,5	26
	B	12	11,7	11,5	22
	C	13,2	12,5	12,5	22

Se precizează că după două, trei tatonări, punctul ales pentru măsurarea vibrațiilor a fost cel la care s-a obținut nivelul maxim al accelerației de vibrație pe liniar, punct ce coincide, practic, cu centrul geometric al feței de așezare a balastului.

Din analiza accelerației vibrațiilor în domeniul de frecvență 10—2 000 Hz, la balasturile *1* și *4*, se constată prezența a numeroase armonici ale frecvenței de 100 Hz; la balastul *4* diagrama arată în plus și o îngrămădire a unor semnale importante în jurul valorii de 2 000 Hz.

Analiza comparativă a zgomotului și vibrației balasturilor de tipul Alfra conduce la următoarele remarci importante:

— din analiza comparativă a vibrației se poate constata funcționarea necorespunzătoare a acestora prin analizarea spectrului; astfel prezența unor armonici numeroase în jurul frecvenței de 2 000 Hz din spectrul vibrației lui *4*, în comparație cu *1*, este oglindită și prin nivelul mai ridicat al zgomotului;

— se constată o legătură biunivocă între nivelul presiunii acustice în dBA (așa cum prevede standardul de zgomot) și nivelul liniar al accelerației de vibrație, măsurat pe fața de așezare.

Această ultimă constatare poate căpăta o deosebită importanță în verificarea încadrării în limita de zgomot admisibilă a balasturilor.

4. Interpretarea rezultatelor

La balasturile pentru lămpi fluorescente curentul electric și forma de undă a fluxului magnetic sînt departe de a fi sinusoidale, din cauza neliniarităților introduse de circuitul magnetic și de descărcările ce au loc în lampă.

Zgomotul produs de balast va avea un sprectru larg, compus din fundamentala la 100 Hz, datorită magnetostricțiunii și armonicelor acesteia. Un caz nefavorabil este acela

în care apar armonici importante în jurul frecvenței de 2 000 Hz, în această zonă sensibilitatea urechii fiind maximă. Balasturile sînt prevăzute cu întrefieruri mari în scopul menținerii impedanței lor aproximativ constante, la o largă variație a curentului de alimentare.

Datorită întrefierului apar, de asemenea, forțe pulsante importante, a căror rezultantă poate fi micșorată prin umplerea lor cu materiale nemagnetice de rigiditate corespunzătoare (cazul balasturilor în construcție Phillips).

Este avantajoasă amplasarea întrefierului simetric, în centrul miezului din interiorul bobinei; în vederea reducerii zgomotului se recomandă cîteva soluții pentru forma miezurilor [7], [8].

În tehnologia de fabricație a balasturilor silențioase acestea se ecranează magnetic pentru a nu constitui surse de parazitare pentru alte instalații electrice.

O altă cale pentru micșorarea zgomotului o constituie limitarea suprafețelor radiante, întărirea peretelui carcasei și presarea hidraulică a pieselor balastului.

Din experimentările efectuate rezultă că în afara zgomotului produs de balast, în corpul de iluminat trebuie verificată și lampa fluorescentă.

Lămpile care se găsesc în zona duratei limite de viață, produc un nivel de zgomot cu aproximativ 2 dB mai mare decît lămpile noi [8].

Cînd o lampă fluorescentă se încălzește peste temperatura ei de funcționare, nivelul de zgomot pe care îl produce poate să crească cu mai mult de 4 dB.

Un balast pentru corpurile de iluminat se montează, de obicei, pe carcasa lămpii din tablă de metal cu o suprafață mare, ce reprezintă un sistem mai rigid cu rol de amortizare a vibrațiilor, în consecință scăzînd și nivelul zgomotului transmis de balast.

Datorită marilor dimensiuni ale carcasei corpurilor de iluminat, zgomotul scade cu distanța corespunzătoare înălțimii camerei.

Într-o cameră, în comparație cu un cîmp acustic liber, reflexiile sunetului pe podea și pe pereți conservă energia sonoră și au tendința de a face ca nivelul presiunii acustice să fie mai uniform. De aceea, cînd se dublează numărul de lămpi, crește nivelul de zgomot cu circa 3 dB, exceptînd cazurile în care dimensiunile camerei sînt mari în comparație cu corpul de iluminat.

5. Concluzii

Nivelul de zgomot al balasturilor este strîns legat de temperatura înfășurării.

Permițînd o transmitere a căldurii mai bună, balasturile în construcție Alfra au un nivel de zgomot mai scăzut decît cele în construcție Phillips, care prin materialul de umplere creează un regim termic mai nefavorabil.

Deși materialul de umplere este un bun amortizor al vibrațiilor, prin creșterea temperaturi înfășurării crește și nivelul zgomotului.

În timp ce măsurătorile de zgomot necesită prezența unor încăperi speciale, vibrațiile se pot determina simplu, în condițiile halei de fabricație.

În articol s-au prezentat rezultatele experimentale ce dau corelația între zgomotul balastului și vibrațiile carcasei.

Cauzele care pot produce zgomotul balasturilor sînt următoarele:

— o carcasă mai mare decît cea normală (rigidizarea ansamblului bobină în cutie);

— o impregnare necorespunzătoare cu amestec de nestropol, monostiren, făină cuarț;

— tole sudate necorespunzător (se pot desprinde tolele exterioare creînd un bîzîit);

— din cauza tolelor deformate, se prind un număr mai mic în pachet (dozarea tolelor făcîndu-se automat).

Toate aceste cauze pot fi eliminate prin respectarea tehnologiei de fabricație și o întreținere corespunzătoare a utilajelor, mai ales a acelor cu o uzură înaintată.

În viitor este necesară urmărirea sistematică a nivelului de zgomot la balasturi, în cadrul încercărilor de tip, înainte și după proba de durată [6].

Bibliografie

[1] *Grumăzescu, M.* ș.a. Combaterea zgomotului și vibrațiilor. București, Ed. tehnică, 1964.

[2] * * * British Standard 2818: Specification for auxiliaries for operation of fluorescent lamps, Part. 1 Ballasts, 1962.

[3] * * * Buletine de încercare, ICPE, 1974.

[4] *Jens. Trampe Broch.* Acoustic noise measurements. In: Brüel & Kjaer, Kopenhaga, 1973.

[5] * * * STAS 8273/1—74 Balasturi pentru lămpi cu vapori de mercur la joasă presiune.

[6] *Ivanovici, C.* Încercări accelerate pentru stabilirea duratei medii de viață a balasturilor pentru lămpi fluorescente. În: Electrotehnica, electronica și automatica, nr. 3, 1975.

[7] *Sturm, C. H.* Vorschaltgeräte und schaltungen für niederspannungs- entlandungslampen, Essen.

[8] *Peterson, P. G., Gross, E. E.* Jr. Handbook of noise measurement. În: Ed. General Radio, USA, 1972.

Intrat în redacție la 14.III.1975

CZ 534.321.9

TRADUCTOR INDUCTIV
VIBRAȚII
TENSIUNE ELECTROMOTOARE

Calculul tensiunii electromotoare induse în traductorul de vibrații torsionale

CONSTANTIN GHIȚĂ, NICOLAE GALAN, ARCADIE SÎRBU, OVIDIU DRĂGAN* — BUCUREȘTI

Introducere

Măsurarea vibrațiilor mecanice care se produc în barele prismatice este o problemă de interes tehnic. Aceste vibrații pot fi longitudinale, transversale sau torsionale.

În literatura de specialitate se prezintă, din punct de vedere constructiv, o gamă largă de traductoare inductive destinate măsurării vibrațiilor în medii solide [1], [2]. Aceste traductoare sînt ieftine, sigure în funcționare, ușor de folosit și au un preț de cost scăzut.

Calculul tensiunilor electromotoare induse în traductoarele inductive de vibrații longitudinale este prezentat în lucrările [3] și [4] și permite deducerea unor relații și curbe necesare pentru proiectarea optimă a acestor traductoare.

În această lucrare se abordează deducerea expresiei generale a tensiunii electromotoare induse în traductoarele de vibrații torsionale, precum și găsirea unor dependențe între diversele mărimi geometrice ale acestor traductoare, necesare calculului traductorului. Valoarea acestei tensiuni electromotoare este necesară la determinarea amplitudinii vibrațiilor torsionale ale barelor prismatice.

1. Determinarea vitezei de vibrație

Se consideră o bară lungă, de secțiune circulară sau poligonală, care este supusă la vibrații torsionale. Se notează cu $\alpha(x, t)$ unghiul format de raza vectoare a unui punct periferic oarecare al barei cu un plan diametral al barei (punct situat la distanța x de capătul barei, fig. 1). Ecuația diferențială liniară cu derivate parțiale, verificată de acest unghi, este următoarea [5]:

$$\frac{\partial^2 \alpha}{\partial x^2} = \frac{\rho}{G} \cdot \frac{\partial^2 \alpha}{\partial t^2}, \tag{1}$$

în care s-a notat cu ρ densitatea materialului barei și cu G, modulul de torsiune al acesteia.

Soluția ecuației (1) se determină scriind că $\alpha(x, t)$ este produsul a două funcții, una depinzînd numai de x, alta numai de t, așa încît putem scrie:

$$\alpha(x, t) = \underset{\lambda}{S} \psi_{1\lambda}(x)\, \psi_{2\lambda}(t), \tag{2}$$

unde $\underset{\lambda}{S}$ reprezintă superpoziția soluțiilor particulare:

$$\alpha_\lambda(x, t) = \psi_{1\lambda}(x)\, \psi_{2\lambda}(t). \tag{3}$$

Ținînd seama de relația (2), soluția ecuației (1) capătă forma generală:

$$\alpha(x, t) = \underset{\lambda}{S} \left(P_\lambda \cos \sqrt{\frac{\rho \lambda^2}{G}}\, x + Q_\lambda \sin \sqrt{\frac{\rho \lambda^2}{G}}\, x \right) \sin \lambda t, \tag{4}$$

în care, constantele de integrare P_λ și Q_λ se află din condițiile de rezemare a barei și duc la determinarea pulsațiilor proprii ale acesteia.

Viteza tangențială v de vibrație a unui punct periferic al barei, situat la distanța x de capătul acesteia, este următoarea:

$$v = R\lambda \left[\underset{\lambda}{S} \left(P_\lambda \cos \lambda x \sqrt{\frac{\rho}{G}} + Q_\lambda \sin \lambda x \sqrt{\frac{\rho}{G}} \right) \right] \cos \lambda t, \tag{5}$$

în care, R este raza barei, în cazul barelor cilindrice, sau raza cilindrului echivalent, în cazul barelor prismatice.

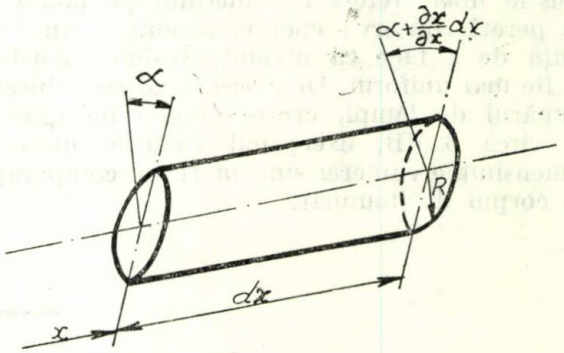


Fig. 1. Referitoare la determinarea ecuației de vibrație.

* Ing. *Ghiță C.* este asistent la I.P.B., dr. ing. *Galan N.* este șef de lucrări la I.P.B., *Sîrbu A.*, este director la CEPEIT și dr. ing. *Drăgan O.* este inginer principal la I.C.E.M.

2. Calculul tensiunii electromotoare induse în bobina traductorului

Traductorul de vibraţii torsionale, a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 2, se compune dintr-un magnet permanent M în formă de potcoavă, patru bobine identice b, aşezate de o parte şi de alta a celor doi poli ai magnetului permanent (fig. 2) şi un şunt magnetic S de mare permeabilitate, situat între cei doi poli ai magnetului permanent. Notaţiile dimensiunilor elementelor traductorului sînt indicate în figura 2.

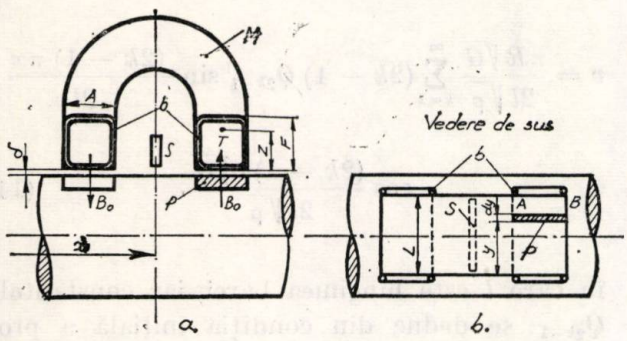


Fig. 2. Traductor inductiv de vibraţii torsionale.

Calculele care se efectuează au în vedere un model fizic al traductorului real, obţinut pe baza următoarelor ipoteze simplificatoare:

— cîmpul magnetic constant produs de magnetul permanent este uniform distribuit pe suprafaţa normală a polilor;

— materialul mediului care vibrează este omogen şi izotrop din punct de vedere electric şi magnetic;

— cîmpul magnetic variabil, creat de curenţii turbionari induşi în mediul solid conductor are configuraţie plan paralelă;

— dimensiunile traductorului sînt mult mai mici în raport cu dimensiunile barei care vibrează şi cu lungimea de undă a vibraţiei;

— bara care vibrează se consideră plană în imediata vecinătate a traductorului;

— adîncimea de pătrundere a curenţilor turbionari induşi în mediul care vibrează se calculează ca în cazul efectului pelicular [6];

— se neglijează vibraţiile longitudinale şi transversale ale barei.

Se consideră că mediul solid în care se propagă vibraţiile torsionale este format din mici elemente paralelipipedice de secţiune hdy (de exemplu, elementul haşurat P din figura 2), unde h reprezintă adîncimea de pătrundere a curenţilor turbionari în mediul care vibrează. Aceste elemente paralelipipedice care vibrează sînt intersectate de liniile cîmpului magnetic inductor B_0 şi, deci, în ele se vor induce tensiuni electromotoare care depind de parametrii vibraţiei torsionale. Deoarece dimensiunile traductorului sînt mici, se poate considera că viteza de vibraţie v a micilor paralelipipede este aproximativ aceeaşi sub cei doi poli ai magnetului permanent, iar coordonata x se măsoară pînă la axa traductorului. Tensiunile electromotoare induse în bobinele de pe un pol au sensuri contrare cu tensiunile electromotoare induse în bobinele de pe celălalt pol, aşa încît cele două grupuri de bobine se înseriază astfel ca tensiunea electromotoare rezultantă a traductorului să fie egală cu de 4 ori tensiunea electromotoare indusă într-o singură bobină. Şuntul magnetic S are rolul de a mări sensibilitatea traductorului, deoarece liniile cîmpului magnetic produs de curenţii turbionari de sub un pol nu mai pot ajunge în regiunea polului vecin, deci nu mai pot reduce tensiunile electromotoare induse în bobinele acestui pol, datorită efectului de ecranare al acestui şunt. Înălţimea şuntului S trebuie să fie mică.

Valoarea tensiunii electromotoare induse în elementul haşurat AB din figura 2, conform legii inducţiei electromagnetice, este dată de expresia:

$$u_{AB} = \oint_{\Gamma} (\bar{v} \times \bar{B}_0)\, d\bar{s} = B_0 A v, \qquad (6)$$

în care cu B_0 s-a notat inducţia produsă de magnetul permanent şi cu A dimensiunea polului magnetului permanent în direcţia coordonatei x.

Curentul turbionar creat de tensiunea u_{AB} se obţine aplicînd legea conducţiei electrice pe o linie de cîmp corespunzătoare acestui curent:

$$di = \frac{B_0 A v h \sigma\, dy}{\gamma A}, \qquad (7)$$

în care σ este conductivitatea electrică a barei, iar γ este un coeficient care se defineşte ca fiind raportul dintre lungimea liniei de închidere a curentului turbionar real şi dimensiunea A a polului magnetic permanent.

Se consideră un punct T în interiorul unei bobine, a cărui coordonată este Z (fig. 2). În acest punct, curentul elementar di produce un cîmp magnetic, a cărui componentă normală pe planul bobinei b, conform legii circuitului magnetic, este dată de relaţia:

$$db_n = \frac{\mu_0 Z}{2\pi \left[y^2 + \left(Z + \delta + \frac{h}{2} \right)^2 \right]}\, di. \qquad (8)$$

Componenta normală a inducţiei magnetice, produsă în punctul T de curenţii turbionari induşi în porţiunea P a barei, se obţine prin integrarea relaţiei (8):

$$b_n = \frac{\mu_0 Z B_0 v h \sigma}{2\pi\gamma} \int_0^L \frac{dy}{y^2 + \left(Z + \delta + \frac{h}{2} \right)^2}. \qquad (9)$$

Efectuînd integrala (9), inducţia normală b_n în punctul T, capătă forma finală :

$$b_n = \frac{\mu_0 Z B_0 v h \sigma}{2\pi\gamma\left(Z + \delta + \frac{h}{2}\right)} \operatorname{arc\,tg} \frac{L}{Z + \delta + \frac{h}{2}}. \quad (9')$$

Se constată că mărimea $\delta + \frac{h}{2}$ este mică (în jur de 0,5 mm) în raport cu celelalte mărimi geometrice ale traductorului (în jur de 15 mm) şi de aceea ea se poate neglija :

$$\delta + \frac{h}{2} \simeq 0. \quad (10)$$

Cu ajutorul factorului adimensional γ care apare în relaţia (9) se poate lua în consideraţie influenţa mărimilor δ şi h, negligate mai sus, asupra tensiunii electromotoare indusă în bobinele traductorului. Aceasta deoarece valoarea factorului γ se determină experimental pentru un traductor construit şi pentru o anumită frecvenţă.

Fluxul magnetic prin suprafaţa plană S_1 a unei bobine mărginită de conturul unei spire, este dat de relaţia :

$$\varphi = \int_{S_1} b_n \, dS = A \int_0^F b_n \, dZ. \quad (11)$$

Înlocuind relaţia (9') în relaţia (11) şi ţinînd seama şi de relaţia (10), după efectuarea calculelor [7], se obţine expresia fluxului magnetic fascicular al unei singure bobine a traductorului de forma :

$$\varphi = \frac{\mu_0 B_0 v h \sigma A}{2\pi\gamma}\left[F \operatorname{arctg} \frac{L}{F} + \frac{L}{2} \ln (L^2 + F^2) - L \ln L\right]. \quad (12)$$

Tensiunea electromotoare indusă într-o bobină a traductorului are valoare instantanee :

$$e = -N \frac{d\varphi}{dt} = \frac{N \mu_0 B_0 h \sigma A}{2\pi\gamma}\left[F \operatorname{arctg} \frac{L}{F} + \frac{L}{2} \ln (L^2 + F^2) - L \ln L\right] \frac{dv}{dt}. \quad (13)$$

Determinarea tensiunii electromotoare cu ajutorul relaţiei (13) este posibilă după ce se determină viteza de vibraţie folosind relaţia (5). Constantele de integrare P_λ şi Q_λ care apar în expresia vitezei de vibraţie, precum şi pulsaţiile proprii ale barei care vibrează se determină în funcţie de condiţiile de rezemare a barei.

În continuare se va trata, ca exemplu, cazul barei încastrate la un capăt şi liberă la celălalt. În acest caz, expresia vitezei de vibraţie, ţinînd seamă de relaţia (5), devine :

$$v = \frac{\pi R \sqrt{G}}{2l\sqrt{\rho}} \sum_{k=1}^{\infty} (2k-1) Q_{2k-1}' \sin \frac{(2k-1)\pi x}{2l} \cdot \cos \frac{(2k-1)\pi t \sqrt{G}}{2l\sqrt{\rho}}, \quad (14)$$

în care l este lungimea barei, iar constantele Q_{2k-1} se deduc din condiţia iniţială a problemei :

$$\left.\frac{\partial \alpha}{\partial t}\right|_{t=0} = g(x) \quad (15)$$

(prin dezvoltarea în serie Fourier a funcţiei cunoscute $g(x)$ şi identificare cu soluţia (4) scrisă pentru cazul de rezemare a barei care se studiază).

Se poate deduce expresia tensiunii electromotoare instantanee indusă într-o bobină a traductorului care are forma următoare :

$$e = \frac{B_0 \omega^2 h \sigma A N \mu_0 R}{2\pi\gamma}\left[F \operatorname{arctg} \frac{L}{F} + \frac{L}{2} \ln (F^2 + L^2) - L \ln L\right] \sum_{k=1}^{\infty} (2k-1)^2 Q_{2k-1} \cdot \sin \frac{(2k-1)\pi x}{2l} \sin (2k-1)\omega t, \quad (16)$$

unde :

$$\omega = \frac{\pi}{2l}\sqrt{\frac{G}{\rho}}.$$

În cazul unei excitaţii a barei la rezonanţă pe armonica de ordinul $2k-1$, în suma infinită din relaţia (16), apare preponderentă numai armonica de ordinul $2k-1$, restul armo-

nicelor avînd o amplitudine foarte mică. Dacă tensiunea indusă este introdusă într-un selector de armonici acordat pe armonica de ordinul $2k-1$, atunci tensiunea electromotoare la ieşirea din selectorul de armonici este sinusoidală şi are valoarea efectivă dată de relaţia următoare :

$$E = \frac{\mu_0 \sigma \Phi_0 \omega^2 h N R (2k-1)^2 Q_{2k-1}}{2\sqrt{2}\,\pi\gamma}\left[\beta \operatorname{arctg}\frac{1}{\beta} + \frac{1}{2}\ln(1+\beta^2)\right] \sin\frac{(2k-1)\pi x}{2l}, \quad (17)$$

unde cu : $\Phi_0 = B_0 AL$ s-a notat fluxul magnetic pe pol, iar $\beta = F/L$.

Tensiunea electromotoare indusă în cele patru bobine ale traductorului are valoarea $E_r = 4E$, unde E este tensiunea dată de relaţia (17). Se constată că această tensiune este proporţională cu amplitudinea vibraţiei şi cu pătratul frecvenţei acesteia. Aşadar, tensiunea traductorului reprezintă la altă scară chiar amplitudinea vibraţiei torsionale, într-un punct de coordonată x al barei, la frecvenţa dată.

În relaţia (17) parametrii de care depinde tensiunea electromotoare sînt prezentaţi sub o formă explicită şi cu ajutorul acestei relaţii se poate studia influenţa diferiţilor parametri constructivi ai traductorului asupra tensiunii electromotoare indusă în bobina de măsură.

3. Exemple de calcul

Determinarea coeficientului adimensional γ care apare în expresia tensiunii electromotoare indusă în bobinele traductorului se face experimental în felul următor : se presupune că se cunosc toate mărimile constructive ale traductorului şi barei, precum şi frecvenţa de vibraţie. Se măsoară tensiunea electromotoare a traductorului situat la distanţa x de capătul încastrat al barei. Cu ajutorul unui microscop optic se măsoară amplitudinea de vibraţie utilizînd metoda prezentată în lucrarea [8]. Se calculează cu ajutorul relaţiei (17) valoarea tensiunii E_r şi din compararea valorilor măsurată şi calculată ale tensiunii electromotoare, se deduce valoarea experimentală a coeficientului γ, valabilă pentru un traductor dat şi pentru o anumită frecvenţă de vibraţie.

În continuare, se poate etalona traductorul şi se poate măsura cu el foarte comod amplitudinea de vibraţie a unei vibraţii torsionale, scriind tensiunea electromotoare rezultantă sub forma :

$$E_r = KQ_{2k-1} \sin\frac{(2k-1)\pi x}{2l}, \quad (18)$$

în care K este o constantă care ţine seamă de datele constructive ale traductorului şi ale barei care vibrează.

Cu ajutorul relaţiei (17) se pot trasa curbe reprezentînd dependenţa tensiunii electromotoare E funcţie de diverşi parametri constructivi ai traductorului. Pentru aceasta se consideră, de exemplu, cunoscută valoarea produsului :

$$\frac{\mu_0 \sigma \omega^2 h N R Q_{2k-1}}{2\sqrt{2}\,\pi\gamma} = 0{,}03 \frac{V}{Wb}. \quad (19)$$

Se presupune că bara ale cărei vibraţii se măsoară are o astfel de lungime încît rezonanţa, de exemplu, să se obţină pentru $k = 8$. Se va calcula tensiunea electromotoare într-un punct de pe bară situat la distanţa $x = \frac{l}{15}$ de capătul încastrat al barei, adică într-un ventru.

În figura 3 s-au trasat curbele tensiunii electromotoare E în funcţie de parametrul β pentru diferite valori ale fluxului magnetic pe pol Φ_0. Analizînd aceste curbe, se constată că

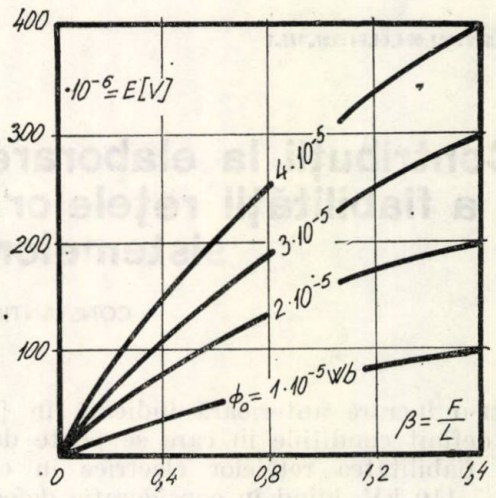


Fig. 3. Dependenţa tensiunii eletromotoare E de parametrul β, pentru diferite valori ale fluxului pe pol.

tensiunea electromotoare indusă într-o singură bobină a traductorului creşte sensibil cu creşterea parametrului β, pentru valori ale acestuia mai mici decît 1,2.

Traductorul este cu atît mai sensibil cu cît valoarea tensiunii electromotoare E_r este mai mare. Sensibilitatea traductorului creşte odată cu creşterea numărului de spire N al bobinelor şi cu creşterea fluxului magnetic pe pol Φ_0.

4. Concluzii

În lucrare se prezintă un nou tip de traductor inductiv de o construcţie simplă, robust şi uşor de folosit, traductor destinat măsurării amplitudinii vibraţiilor torsionale în medii solide conductoare.

Tensiunea electromotoare indusă în bobina de măsură a traductorului este proporţională cu pătratul frecvenţei şi cu amplitudinea vibraţiei, prin urmare pentru măsurarea amplitudinii, traductorul se etalonează la o anumită frecvenţă. Traductorul astfel etalonat poate fi utilizat şi la alte frecvenţe cu precizarea că valoarea măsurată se amplifică cu pătratul raportului dintre frecvenţa vibraţiei şi frecvenţa de etalonare.

S-a studiat variaţia valorii efective a tensiunii electromotoare, funcţie de elemente caracteristice ale traductorului: fluxul pe pol Φ_0 şi raportul $\beta = F/L$. Analizînd curbele trasate rezultă că tensiunea electromotoare indusă în bobina traductorului creşte odată cu creşterea inducţiei B_0 a magnetului permanent şi a raportului β. Pentru $\beta > 1{,}2$ creşterea tensiunii electromotoare este relativ mică în raport cu creşterea parametrului β.

Relaţiile deduse în lucrare permit stabilirea principalelor elemente constructive ale traductorului, astfel ca acesta să funcţioneze cu o sensibilitate cît mai mare.

Bibliografie

[1] *Herbertz, J.* Electrodynamische Schwingungsmebsonde Prospectus. „J. Herbertz", Laurensberg, Aachen.

[2] *Dobbs, E. R.* Electromagnetic generation of ultrasonic waves in metals. Conference papers: Ultrasonics for Industry, 1970, London, oct. 1970, p. 28—30.

[3] *Drăgan, O., Galan, N., Sirbu, A., Ghiţă, C.* Contribuţii privind studiul traductoarelor inductive pentru măsurarea amplitudinii vibraţiilor în medii solide, vol. II. A IV-a Conferinţă naţională de acustică, Bucureşti, 29—31 mai, 1973.

[4] *Drăgan, O., Ghiţă, C., Sirbu, A., Galan, N.* Traductorul inductiv de vibraţii. În: E.E.A. — Electrotehnica **23**, nr. 4, mai, 1975, p. 167—172.

[5] *Buzdugan, G.* Rezistenţa materialelor. Bucureşti, Editura tehnică, 1970, 712 pag.

[6] *Timotin, A., Hortopan, V., Marius, P., Ifrim, A.* Lecţii de bazele electrotehnicii, Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1970.

[7] *Smoleanski, M. L.* Tabele de integrale nedefinite, Bucureşti, Editura tehnică, 1972, 160 pag.

[8] *Drăgan, O., Segal, E., Ciovica, D., Ivan, M.* Steel carbon turbing, cold drawing under ultrasonic influence. First International Simposium of High — Power, Ultrasonics (Macrosonics) 19—29 sep. 1970, Graz.

Intrat în redacţie la 8.XII.1975

CZ 658.562:621.004.64.64:927.311

FIABILITATE
REŢELE ELECTRICE
GRADIENT DE SERVICIU

Contribuţii la elaborarea unor metode de determinare a fiabilităţii reţelelor electrice în cablu, destinate sistemelor electroenergetice

CONSTANTIN CRUCERU * — BUCUREŞTI

Într-o lucrare anterioară indicată în [1], s-au definit condiţiile în care se poate determina fiabilitatea reţelelor electrice în cablu de 6...110 kV, luînd în consideraţie defectele mecanice şi electrice care survin în exploatare şi rata lor de defectare în regim permanent sau tranzitoriu. Pe această bază s-a determinat disponibilitatea reţelelor respective, în funcţie de intensitatea de defectare şi de mentenabilitatea acestora.

Ţinînd seamă de cele menţionate în [1], au fost efectuate, în continuare, cercetări şi lucrări experimentale pentru elaborarea unor metode de determinare prin calcul, a fiabilităţii reţelelor electrice, în două ipoteze distincte: luînd în consideraţie componenţa reţelelor şi identificîndu-le cu echipamente avînd structură serie sau structură paralele; cunoscînd gradienţii de ionizare şi de străpungere ai reţelelor, verificaţi pe o instalaţie experimentală, stabilind ecuaţia curbei de viaţă a reţelelor şi extrapolînd apoi rezultatele în condiţii normale de exploatare.

În ambele ipoteze s-a făcut apel la elemente de calculul probabilităţilor şi de statistică matematică, pentru a putea determina probabilităţile de funcţionare a reţelelor electrice şi, implicit, nivelul fiabilităţii acestora.

Continuînd şi dezvoltînd unele idei din lucrarea menţionată în [1] s-au elaborat o metodă de calcul a fiabilităţii reţelelor electrice în cablu, ţinînd seama de nivelul fiabilităţii

* Dr. ing. *Constantin Cruceru* este conferenţiar la Institutul politehnic Bucureşti şi cercetător ştiinţific principal la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică — Bucureşti.

elementelor componente, precum și o metodă de calcul cunoscînd gradienții de funcționare a rețelelor respective.

1. Metodă de calcul a fiabilității rețelelor electrice, ținînd seamă de nivelul fiabilității elementelor componente

O rețea electrică, destinată sistemelor electroenergetice, poate fi considerată un ansamblu sau un echipament compus din cabluri de energie (cu izolație de hîrtie sau materiale plastice protejate cu mantale de plumb, aluminiu sau materiale plastice), manșoane de joncțiune și capete terminale; transformatoare și autotransformatoare; contactoare și altele. Elementele componente ale rețelei pot fi montate în serie sau paralel, în funcție de necesitățile impuse de condițiile de exploatare și de logica fiabilității admise.

Avînd în vedere cele menționate ne propunem să determinăm nivelul fiabilității rețelelor, admițînd un anumit nivel al fiabilității elementelor lor componente, cunoscînd structura rețelelor (structură serie sau structură paralel), în funcție de concepția fiabilistică a schemei electrice adoptate. Se consideră de asemenea că fiecare element component este definit pe lîngă parametrii lui funcționali și de parametrii de fiabilitate (λ_i — intensitatea de defectare și p — probabilitatea de funcționare fără defectare).

Calculul limitelor intensităților de defectare a elementelor componente ale rețelelor, luat în considerație în cadrul metodei de calcul al fiabilității rețelelor, la care ne referim în această lucrare, s-a făcut determinînd limitele inferioare ale probabilităților de funcționare ale fiecărui element component, astfel încît probabilitatea de funcționare a sistemului, în ansamblu, să fie cel puțin egală cu nivelul de fiabilitate admis.

În ipoteza distribuției exponențiale a intensităților de defectare a rețelelor electrice în cablu și pentru cazurile structurilor serie și paralel, metodele de calcul al fiabilității sînt indicate în continuare.

1.1. Metodă de calcul a fiabilității unei rețele electrice cu structură serie. Pentru rețele electrice cu structură serie calculul fiabilității revine la rezolvarea sistemului de inecuații [1]

$$\prod_{i=1}^{n} p_i \geqslant P(t); \tag{1}$$

$$a_i \leqslant p_i \leqslant b_i \text{ cu } i = 1, 2, \ldots, n,$$

unde:

p_i este posibilitatea de funcționare a comnentei i;

a_i respectiv b_i — limita inferioară, respectiv superioară a probabilității de funcționare a componentei i;

n — numărul de componente ale rețelei.

Pentru ca relația (1) să aibă sens, trebuie să admitem că $n \geqslant 2$ și $0 < P(t) < 1$.

Din sistemul (1) rezultă condiția de compatibilitate a problemei enunțate, și anume:

$$P(t) \leqslant \prod_{i=1}^{n} b_i. \tag{2}$$

Dacă nu se realizează, condiția (2), nivelul de fiabilitate $P(t)$ nu poate fi atins.

În cazul în care condiția (2) este adevărată, precum și dacă relația:

$$\prod_{i=1}^{n} a_i \leqslant P(t) \leqslant \prod_{i=1}^{n} b_i, \tag{3}$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare element component j dat, soluția problemei enunțate este:

$$p_j \geqslant p^j_{\text{inf}-s}, \tag{4}$$

unde:

$$p^j_{\text{inf}-s} = \begin{cases} P(t) \leqslant \prod_{i=1}^{n} p & \text{dacă este îndeplinită condiția (6) pentru o parte sau toți indicii } j; \\ a_j, & \text{dacă nu este îndeplinită condiția (1) pentru o parte din indicii } j; \\ b_j, & \text{dacă nu este îndeplinită condiția (1) pentru toți } j = 1\ldots,n; \end{cases}$$

cu condiția ca:

$$P(t) \leqslant \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{n} b_j, \quad \text{cu } j \in \{1, 2, \ldots, n\}. \tag{6}$$

Pe de altă parte, dacă este adevărată condiția (2), precum și dacă relația:

$$P(t) \leqslant \prod_{i=1}^{n} a_i, \tag{7}$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare element component j dat, soluția probemei enunțate este :

$$p_j = a_j \text{ cu } j \in \{1, 2, \ldots, n\}. \tag{8}$$

În ipoteza repartiției exponențial negative a expresiei p_j, respectiv dacă $p_j = e^{-\lambda_j \cdot t}$, pentru procesul de apariție a defecțiunilor, atunci relațiile (2) — (7) devin :

$$\sum_{i=1}^{n} \lambda^i_{\min} \leqslant -\frac{\ln P(t)}{t}, \tag{2a}$$

$$\sum \lambda^i_{\min} \leqslant -\frac{1}{t} \ln P(t) \leqslant \sum_{i=1}^{n} \lambda^i_{\max}, \tag{3a}$$

$$\lambda_j \leqslant \lambda^j_{\sup}, \tag{4a}$$

unde :

$$\lambda^j_{\sup} = \begin{cases} -\frac{1}{t} \ln P(t) - \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{n} \lambda^i_{\max}, \text{ dacă este îndeplinită condiția (6a) pentru o parte, sau pentru toți indicii } j : \\ \lambda^j_{\max}, \text{ dacă nu este îndeplinită condiția (6a) pentru o parte din indicii } j ; \\ \lambda^j_{\min}, \text{ dacă nu este îndeplinită condiția (6a) pentru toți } j = 1, \ldots n, \end{cases} \tag{5a}$$

cu condiția ca :

$$-\frac{1}{t} \ln P(t) \geqslant \lambda^j_{\min} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{n} \lambda^i_{\max}, \tag{6a}$$

unde s-a notat cu :

λ_j — intensitatea defecțiunilor componentei j ;

$\lambda_{\min}$ (respectiv $\lambda^j_{\max}$) — limita inferioară, respectiv superioară a intensității defecțiunilor componentei j.

De semnalat că, în cazul în care avem o repartiție proporțională a nivelului de fiabilitate, în condițiile în care relația (6a) nu este îndeplinită pentru toți indicii $j = 1 \ldots n$, se poate utiliza formula :

$$\lambda^j_{\sup} = \lambda^j_{\min} + \Delta\lambda^j_{\min}, \tag{8a}$$

unde :

$$\Delta\lambda^j_{\min} = \frac{-\frac{1}{t} \ln P(t) - \sum_{i=1}^{n} \lambda^i_{\min}}{\sum_{i=1}^{n} (\lambda^i_{\max} - \lambda^i_{\min})} (\lambda^j_{\max} - \lambda^j_{\min}).$$

1.2. Rețea cu structură paralel. Pentru structura paralel, problema enunțată revine la rezolvarea sistemului de inecuații :

$$\begin{cases} \prod_{i=1}^{n} (1 - p_i) \leqslant 1 - P(t) \\ a_i \leqslant p_i \leqslant b_i \quad i = 1, 2, \ldots, n, \end{cases} \tag{9}$$

unde s-au folosit aceleași notații ca în cazul structurii serie.

Pentru ca sistemul (9) să aibă sens, trebuie să admitem că $n \geqslant 2$ și $0 < (P(t) < 1$.

Din forma sistemului (9) rezultă condiția de compatibilitate a problemei enunțate, în cazul structurii paralele, care este :

$$1 - P(t) \geqslant \prod_{i=1}^{n} (1 - b_i). \tag{10}$$

Dacă nu se realizează condiția (10) nivelul de fiabilitate $P(t)$ nu poate fi atins.

Asemănător cazului structurii serie, pentru structura paralel, se poate demonstra că, în cazul cînd condiția (10) este adevărată, precum și dacă relația :

$$1 - \prod_{i=1}^{n} (1 - a_i) \leqslant P(t) \leqslant 1 - \prod_{i=1}^{n} (1 - b_i) \tag{11}$$

este îndeplinită pentru fiecare element component j dat, atunci soluția problemei enunțate este :

$$p_j \geqslant p^j_{\inf p}, \tag{12}$$

unde :

$$p^j_{\inf p} = \begin{cases} \dfrac{-1 + P(t) + \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{n} (1 - a_i)}{\prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{n} (1 - a_i)}, \\ \text{dacă este îndeplinită condiția (14) pentru o parte sau pentru toți indicii } j ; \\ a_j, \text{ dacă nu este îndeplinită condiția (14) pentru o parte din indicii } j ; \\ b_j, \text{ dacă nu este îndeplinită condiția (14) pentru toți indicii } j. \end{cases}$$

$$P(t) \leqslant 1 - \left[\prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{n} (1 - a_i)\right](1 - b_j), \text{ cu } j \in (1, \ldots n). \tag{14}$$

Pe de altă parte, dacă este adevărată condiția (10), precum și dacă relația :

$$P(t) \leqslant 1 - \prod_{i=1}^{n} (1 - a_i), \tag{15}$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare componentă j dată, soluţia problemei enunţate este :

$$p_j = a_j \text{ cu } j \in \{1, \ldots, n\}. \quad (16)$$

1.3. Cazul general. Problema enunţată, pentru cazul general, revine la rezolvarea sistemului de inecuaţii :

$$\sum_{m=0}^{n} \left[\sum_{i,j} \prod_{i}^{n} p_i \prod_{i \neq j}^{n} (1 - p_i) f_{i,j} \right] \geqslant P(t), \quad (17)$$

$$a_j \leqslant p_j \leqslant b_j,$$

unde, în plus faţă de punctul 1.1, s-a notat cu :

(i, j) — totalitatea combinaţiilor ce se pot face cu m elemente ce funcţionează corect şi $(n - m)$ elemente ce nu funcţionează corect $(m = 0, 1 \ldots n)$; totalitatea acestor combinaţii este 2^n ; prima parte a inegalităţii (17) reprezintă formula de calcul a probabilităţii de funcţionare corectă a unei reţele formate din n elemente diferite.

$f_{i,j}$ — probabilitatea condiţionată ca reţeaua să funcţionaze corect, dacă m componente (ai căror indici sînt daţi de i) din cele n componente funcţionează corect, iar $(n - m)$ componente (ai căror indici sînt daţi de (j) nu funcţionează corect.

Pentru ca relaţia (17) să aibă sens, trebuie să admitem că $n > 1$, $0 < P(t) < 1$.

Din expresia sistemului (17) rezultă că, în cazul general, condiţia de compatibilitate a problemei enuţate este :

$$P(t) \leqslant \sum_{m=0}^{n} \left[\sum_{i,j} \prod_{i}^{n} b_i \prod_{i \neq j}^{n} (1 - b_j) f_{i,j} \right]. \quad (18)$$

Dacă nu se realizează condiţia (18), nivelul fiabilităţii $P(t)$ nu poate fi atins.

Asemănător cu cazul 1.2, se poate demonstra că, în cazul în care condiţia (18) este adevărată, precum şi dacă relaţia :

$$\sum_{m=0}^{n} \left[\sum_{i,j} \prod_{i}^{n} a_i \prod_{i \neq j}^{n} (1 - a_j) f_{i,j} \right] \leqslant P(t) \leqslant$$

$$\leqslant \sum_{m=0}^{n} \left[\sum_{i,j} \prod_{i}^{n} b_i \prod_{i \neq j}^{n} (1 - b_j) f_{i,j} \right], \quad (19)$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare element component j dat, soluţia problemei enunţate este :

$$p_j \geqslant p^j_{\text{inf } g}, \quad (20)$$

unde :

$$p^j_{\text{inf } g} = \begin{cases} \dfrac{P - A}{B - A}, & \text{dacă este îndeplinită condiţia (24) pentru o parte sau pentru toţi indicii } j ; \\ a_j, & \text{dacă nu este îndeplinită condiţia (24) pentru o parte din indicii } j \text{ (21) ;} \\ b_j, & \text{dacă nu este îndeplinită condiţia (24) pentru toţi indicii } j = 1, \ldots, n. \end{cases}$$

cu :

$$A = \sum_{m=0}^{n} \left[\sum_{\substack{i,j \\ i \neq k \\ j \neq k}} \prod_{i}^{n} a_i \prod_{i \neq j}^{n} (1 - a_j) f_{\bar{k};i,j} \right], \quad (22)$$

$$B = \sum_{m=0}^{n} \left[\sum_{\substack{i,j \\ i \neq k \\ j \neq k}} \prod_{i}^{n} a_i \prod_{i \neq j}^{n} (1 - a_j) f_{k;i,j} \right], \quad (23)$$

$$P(t) \leqslant \sum_{m=0}^{n} \left\{ \sum_{\substack{i,j \\ i \neq k \\ j \neq k}} \prod_{i}^{n} a_i \prod_{i \neq j}^{n} (1 - a_j) \left[b_k \cdot f_{k;i,j} + \right. \right.$$

$$\left. \left. + f_{\bar{k};i,j} (1 - b_k) \right] \right\}, \quad (24)$$

$f_{k,i,j}$ $f_{\bar{k},i,j}$ au aceeaşi semnificaţie ca $f_{i,j}$ unde s-a pus în evidenţă starea componentei k (k fiind element component nedefect ; j — element component defect).

Pe de altă parte, dacă este adevărată, condiţia (18), precum şi dacă relaţia :

$$P(t) \leqslant \sum_{m=0}^{n} \left[\sum_{i,j} \prod_{i}^{n} a_i \prod_{i \neq j}^{n} (1 - a_j) f_{i,j} \right] \quad (25)$$

este îndeplinită, atunci pentru fiecare element component j dat soluţia problemei este :

$$p_j = a_j, \text{ cu } j = 1, \ldots, n. \quad (26)$$

De semnalat că, pentru $f_{i,j} = 0$, cu excepţia lui $f_{1,2 \ldots n} = 1$ (cazul serie), relaţiile (17) — (26) ne conduc la relaţiile (1) — (8), iar pentru $f_{1,2 \ldots n} = 0$ şi ceilalţi $f_{i,j} = 1$ (cazul paralel) relaţiile (17) — (26) ne conduc la relaţiile (9) — (16).

1.4. Aplicarea metodei de calcul la analiza unei reţele electrice de 20 kV compusă dintr-un singur cablu, izolat cu polietilenă normală. În vederea analizei, s-a admis că reţeaua respectivă se prezintă sub formă unui sistem serie. Apoi, cu ajutorul relaţiilor (5a) şi (6a), au fost calculate limitele inferioare şi superioare ale intensităţilor de defectare (coloanele 6 şi 7 din tabelul 1), corespunzătoare fie-

cărui element component al relației, constatîndu-se astfel că ele sînt comparabile cu prescripțiile unor prospecte și cataloage (coloanele 3, 4, 5 din tabelul 1), precum și cu datele cuprinse în [4] și [5].

odată cu scăderea nivelului de fiabilitate, ceea ce impune menținere unui indicator $P(t)$ mai ridicat prin măsuri de mentenanță corespunzătoare (revizia și întreținerea periodică a componentelor rețelei).

Tabelul 1

Valorile intensităților de defectare (λ) ale unei rețele în cablu

Denumirea subansamblului rețelelor	Simbolul subansamblului component al rețelei	Intensitatea de defectare x 10^6 1/h			$\lambda \times 10^6$ 13 h	
		Prospect Trefimetaux (Franța)	Varianta Catalog AEG (RFG)	Catalog SIEMENS (RFG)	Minimă	Maximă
Cablu de energie	C_e	4,49 —11,2	—	—	4,49	11,2
Manșon de joncțiune	M_j	1,45 — 7,15	0,96	—	0,96	7,15
Capăt terminal	K	0,02 — 8,07	—	—	0,02	8,07
Descărcător	D	0,038— 0,126	—	—	0,038	48,5
Conector	C_0	0,12 —48,5	7,2—21,6	—	0,12	48,5
Transformator	T_r	0,407— 1,88	—	—	0,407	1,88
Contactor	C_t	0,15 — 0,75	7,2	43,2	0,15	43,2
Relee	r_e	0,3 — 1,68	—	8,6—21,6	0,3	21,6

În ipoteza distribuției exponențiale a defectelor și a unor nivele de fiabilitate $P = 0{,}6$ și 0,9 , pentru 5 000 ore de funcționare a rețelei, s-au calculat valorile maxime ale intensităților de defectare, astfel ca nivelul de fiabilitate admis să fie realizat pentru fiecare subansamblu component (tab. 2).

Tabelul 2

Valorile maxime ale intensităților de defectare ale unei rețele, în cablu de 20 kV

Simbolul subansamblului component (tabelul 1)	$P = 0{,}9$, pentru 5 000 ore	$P = 0{,}6$, pentru 5 000 ore
	max 1/h · 10^5	max 1/h · 10^5
C_e	0,54	34,34
M_j	0,092	33,93
K	0,003	34,02
D	0,034	88,13
C_0	0,022	18,50
T_r	0,052	88,77
C_i^t	0,025	37,50
r_e	0,042	35,30

Din tabelul 2 reiese că intensitățile de defectare ale elementelor componente ale rețelei cresc, pentru un anumit timp de funcționare,

2. Determinarea fiabilității rețelelor în cablu de 6—110 kV, izolație cu hîrtie impregnată în ulei și a cablurilor izolate cu polietilenă reticulată, cunoscînd statistica defectelor de clacare electrică, care se produc prin procese de îmbătrînire artificială

Determinarea fiabilității rețelelor în cablu de 6 ... 110 kV se poate face prin procese experimentale de îmbătrînire artificială cunoscînd :

— statistica clacajelor electrice, la diferite nivele ale tensiunilor de încercare, pe un număr limitat de tronsoane de cablu, cu lungimi scurte și extrapolînd rezultatele la lungimea reală a cablurilor respective, corespunzător unui multiplu (N) de lungimi a eșantioanelor de cablu încercate ;

— gradienții de încercare, pe o perioadă limită de experimentări și extrapolîndu-i la nivelul gradientului de funcționare în regim permanent, ceea ce permite evaluarea duratei de viață a rețelelor respective (în mod obișnuit de 30—40 ani).

Pentru un anumit gradient de încercare și o populație finită de eșantioane de transoane de cablu, echipate cu accesorii, în ipoteza distribuției Weibull, rezultatele înregistrate pe un număr de circa 50 cabluri indică :

— posibilitatea de apariție a defectelor de clacare $\left(\ln \frac{1}{1-P}\right)$ înregistrată pe o diagramă Weibull. Această diagramă are alura

din figura 1 şi depinde de gradientul de încercare G şi de durata de experimentare t, ea fiind o expresie de forma :

$$P(G, t) = 1 - \exp \{-f(G, t)\}, \quad (26)$$

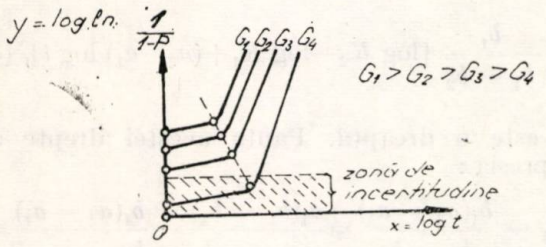


Fig. 1. Diagrama Weibull :
G_1, G_2, G_3, G_4 gradienţi electrici de încercare.

în care : $f(G, t)$ poartă numele de funcţia de îmbătrînire, egală cu zero pentru $t \to 0$ şi $G \to 0$ nonascendentă între $t = 0$ şi $t = \infty$ şi de valoare infinită pentru $t \to \infty$ şi $G \to \infty$.

Din expresia (26), funcţia de îmbătrînire $f(G, t)$ se mai poate pune sub forma :

$$f(G, t) = \log \frac{1}{1 - P(G, t)}. \quad (27)$$

Dacă se iau în consideraţie legea asimptotică de variaţie a probabilităţii extermelor din (4), atunci $f(G, t)$ se mai scrie :

$$f(G, t) = K \cdot t^a \cdot G^b, \quad (28)$$

relaţie care pune în evidenţă, pentru cazul $a > 1$, creşterea numărului defectelor observate în exploatare a unei anumite reţele în cablu, aşa cum se arată în figura 2. Din figura 2 mai reiese că întrucît curba echiprobabilităţii mediane este :

$$P(G, t) = \frac{1}{2},$$

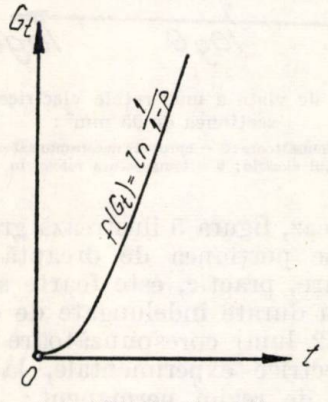


Fig. 2. Funcţia de îmbătrînire termică a unei reţele electrice în cablu, cu secţiunea de 3 × 120 mm² — 10 kV :
G — gradientul electric de încercare ; t — temperatura reţelei în cablu, supusă încercării.

atunci :

$$K \cdot t^a \cdot G^b = \ln 2 \quad (29)$$

şi :

$$G^n \cdot t = \text{const.},$$

în care :

$$n = \frac{b}{a}.$$

Relaţia $G^n \cdot t = \text{const.}$ pune, de asemenea, în evidenţă că, creşterea relativă uşoară a gradientului de încercare G, implică o scădere relativă a duratei de viaţă a unei reţele t, conform relaţiei :

$$n \cdot \frac{dG}{G} \cdot \frac{dt}{t}, \quad (30)$$

unde n este un coeficient supraunitar.

Curbele de echiprobabilitate şi în particular, curba de viaţă a reţelei în cablu, se poate reprezenta, în coordonate logaritmice, prin drepte, care facilitează astfel extrapolarea. Cu această observaţie relaţia (27), ilustrată pe o diagramă Weibull, capătă alura unei drepte avînd ecuaţia :

$$\ln \frac{1}{1 - P} = \log i + a \log t + b \log G. \quad (31)$$

Punctul unghiular de inflexiune de pe diagrama Weibull (fig. 2) precedat de o semidreaptă cu declivitate mică şi urmat, în continuare, de o semidreaptă cu o mare declivitate are o dublă semnificaţie cauzală determinată de probabilităţile (P_1 şi P_2) de clacare a reţelei considerate în cablu, ceea ce face posibilă scrierea relaţiei (26) sub forma :

$$P(G, t) = 1 - [1 - P_1(G, t)] [1 - P_2(G, t)]. \quad (32)$$

Relaţia (32) are forma probabilităţii unei scheme paralel şi are în vedere că funcţiile de îmbătrînire corespunzătoare probabilităţilor P_1 şi P_2 au expresia :

$$\left.\begin{aligned} f_1(G, t) &= K_1 \cdot t^{a_1} \cdot G^{b_1} \\ f_2(G, t) &= K_2 \cdot t^{a_2} \cdot G^{b_2} \end{aligned}\right\}, \quad (33)$$

ceea ce permite ca relaţia (32) să devină :

$$P(G, t) = 1 - \exp [-(K_1 t^{a_1} G^{b_1} + K_2 t^{a_2} G^{b_2})]. \quad (34)$$

Pentru cazul $a_1 < 1$ şi $a_2 > 1$, funcţia de îmbătrînire a reţelei se poate scrie :

$$\ln \frac{1}{1 - P(t)} = f(G, t) \quad (35)$$

și este reprezentată în figura 3. Dacă indicele a_1 rămîne subunitar, iar indicele a_2 supraunitar, atunci relația (26) capătă două forme distincte, și anume:

— pentru durate de viață scurte ($t \to 0$):

$$P(G,\ t) = 1 - \exp\ (-K_1 \cdot t^{a_1} \cdot G^{b_1}),$$

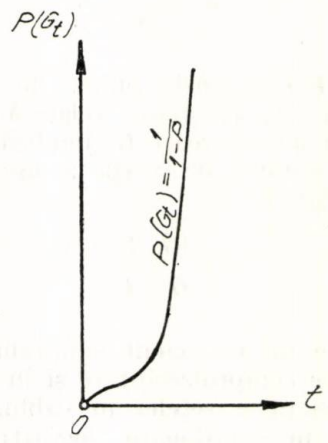


Fig. 3. Funcțiile termică și electrică ale unei rețele electrice experimentale, cu secțiunea de 3×150 mm^2 — 10 kV: G — gradientul cîmpului electric; t — temperatura rețelei în cablu, supusă încercării.

— pentru durate de viață îndelungate:

$$P(G,\ t) = 1 - \exp.\ (-K_2\, t^{a_2} \cdot G^{b_2}).$$

Pe diagrama Weibull se obțin, deci, două semidrepte:

a. s e m i d r e a p t a:

$$\ln \frac{1}{1-P} = \log K_1 + a_1 \log t + b_1 \log G, \qquad (36)$$

cu panta a_1, pentru durate de viață scurte;

b. s e m i d r e a p t a:

$$\ln \frac{1}{1-P} = \log K_2 + a_2 \log t + b_2 \log G, \qquad (37)$$

cu panta a_2, pentru durate de viață îndelungate.

În această interpretare, punctul unghiular de inflexiune de pe diagrama Weibull (fig. 1) se deplasează pe o dreaptă, odată cu variația gradientului de încercare a rețelei.

Locul geometric al acestui punct este o relație, funcție de $\log G$ și $\log t$, de forma:

$$\log K_1 - \log K_2 + (a_1 - a_2) \log t + (b_1 - b_2) \log G = 0. \qquad (38)$$

Ecuația (38) a locului geometric a punctului de inflexiune, de pe diagrama Weibull, ținînd seamă de relațiile (36) și (37), se poate scrie, de asemenea, sub forma:

$$\ln \frac{1}{1-P} = \log K_1 + a_1 \log t +$$

$$+ \frac{b_1}{b_1 - b_2} [\log K_2 - \log K_1 + (a_2 - a_1) \log t], \qquad (39)$$

și este o dreaptă. Panta acestei drepte are expresia:

$$a_1 + \frac{b_1(a_2 - a_1)}{b_1 - b_2} = \frac{a_1(b_1 - b_2) + b_1(a_2 - a_1)}{b_1 - b_2} =$$

$$= \frac{a_2 b_1 - a_1 b_2}{b_1 - b_2}. \qquad (40)$$

Cu aceste considerente și punînd $b_1 = b_2 = b$, putem scrie ecuația duratei de viață a unei rețele în cablu, rezultată în urma datelor experimentale pe eșantioane de rețea, în două circumstanțe distincte, sub forma:

a. Pentru durate scurte de experimentare (de circa 10 zile) corespunzătoare menținerii rețelelor electrice experimentale la gradiente de șoc:

$$\ln 2 = \log K_1 + a_1 \log t + b \log G, \qquad (41)$$

avînd declivitate față de axa absciselor (fig. 4):

$$\frac{1}{n_1} = \frac{a_1}{b}.$$

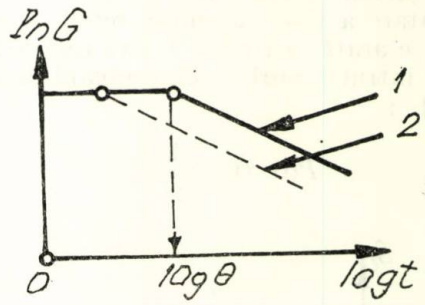


Fig. 4. Curba de viață a unei rețele electrice în cablu cu secțiunea de 95 mm^2:
1 — epruvetă corespunzătoare; *2* — epruvetă necorespunzătoare; G — gradientul cîmpului electric; θ — temperatura rețelei în cablu.

În acest caz, figura 5 ilustrează grafic durata de viață pe porțiunea de dreaptă în palier, porțiune care, practic, este foarte scurtă.

b. Pentru durate îndelungate de experimentare ($6 \div 12$ luni) corespunzătoare menținerii rețelelor electrice experimentale, la gradiente de serviciu de regim permanent:

$$\ln 2 = \log K_2 + a_2 \log t + b \log G, \qquad (42)$$

avînd declivitatea față de axa absciselor (fig. 4) egală cu :

$$\frac{1}{n_2} = \frac{a_2}{b}.$$

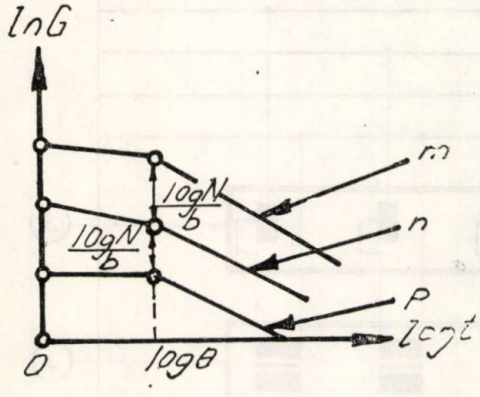


Fig. 5. Curbe de viață ale rețelelor electrice în cablu, în trei circumstanțe diferite :

G — gradientul electric de încercare ; *t* — temperatura rețelei în cablu ; *m* — rețea de cablu monofazată, izolată cu hîrtie impregnată cu ulei, protejată în manta de plumb, echipată cu manșoane umplute cu mase bituminoase (s = = 50 mm²) de 10 kV ; *n* — rețea de cablu trifazată, izolată cu hîrtie impregnată cu ulei, protejată în manta de plumb ($s = 3 \times 120^2$) de 20 kV ; *p* — rețea de cablu trifazată izolată cu polietilenă reticulată, echipată cu manșoane din rășini epoxidice ($s = 3 \times 240$ mm²) de 20 kV.

2.2. Extrapolarea datelor experimentale, obținute pe eșantioane din tronsoane de cablu, la o rețea reală în cablu, avînd aceleași caracteristici constructive în exploatare. Considerînd o rețea în cablu, avînd aceleași caracteristici constructive cu cea experimentată, cu raza secțiunii din cupru sau aluminiu, egală cu r și cu raza secțiunii izolate egală cu R, cu condiția ca : $(r/R)^{b-2} \ll 1$, ecuația (26) devine :

$$P(G, t) = 1 - \exp\,[-KG^b \cdot t^a \cdot N]. \qquad (43)$$

În această ipoteză au fost trasate, pe o diagramă Weibull, curbele de viață a trei rețele în cablu, echipate cu accesoriile respective (rețea în cablu) monofazată, izolată cu hîrtie impregnată în ulei, cu secțiunea de 50 mm, de 10 kV ; rețea în cablu trifazată, izolată cu hîrtie impregnată cu secțiune 3×120 mm², de 20 kV ; rețea în cablu trifazată, izolată cu polietilenă reticulată cu secțiunea 3×240 mm², de 20 kV.

Pentru ca rezultatele extrapolării, în condiții de exploatare, să fie cît mai apropiate de condițiile reale de funcționare a tronsoanelor de cablu este necesar ca experimentările să se facă la un gradient de încercare egal cu $2\,G_0$, în care G_0 este gradientul de regim permanent al rețelei în care urmează a fi montate cablurile respective.

2.3. Metode de determinare a duratei de viață a rețelelor electrice în cablu de 6 ... 110 kV, cunoscînd gradientul lor de funcționare. Ținînd seamă de cele menționate la punctele 2.1 și 2.2, pentru determinarea duratei de viață a rețelelor electrice în cablu, echipate cu accesorii de joncțiune, au fost concepute două metode, verificate pe o instalație de încercare, a cărei componență constă din următoarele elemente (fig.6).

— transformator ridicător de tensiune, uscat, înglobat în rășină epoxidică de 380/110 000 V, avînd puterea aparentă de 65 kVA (fig. 6,1) ;

— autotransformator cu reglaj continuu al tensiunii de alimentare, avînd puterea aparentă de 65 kVA (fig. 6,2) :

— întrerupător automat (fig. 6,5) ;

— întrerupător (fig. 6,6) ;

— autotransformatoare cu reglaj continuu al tensiunii de alimentare, de 50 A și 220 V (fig. 6,3) ;

— transformatoare de curent cu putere aparentă de 20 kVA (fig. 6,4) ;

— întrerupător (fig. 6.7) ;

— transformator de măsură a tensiunii (fig. 6,8) ;

— transformatoare de măsură a curentului (fig. 6,9) ;

— înregistrator de temperatură a tronsonului de cablu în timpul încercării (fig. 6,10) ;

— tronson de cablu supus experimentării (fig. 6,11).

Instalația pentru determinarea fiabilității rețelelor în cablu de 6...110 kV funcționează astfel :

— se conectează întrerupătorul automat (fig. 6,5) la rețeaua de alimentare și se alimentează transformatorul trifazat ridicător (fig. 6.1) prin intermediul autotransformatorului cu reglaj continuu (fig. 6,2), pînă la obținerea tensiunii de încercare în secundarul transformatorului trifazat (fig. 6,1), la care este conectat tronsonul de cablu supus experimentării (fig. 6.11) prin intermediul întrerupătorului (fig. 6,6) ;

— se conectează apoi la rețeaua de alimentare transformatoarele de curent (fig. 6,4) prin intermediul autotransformatoarelor (fig. 6,3), în vederea încălzirii fiecăreia din fazele cablului supuse experimentării ;

— se măsoară temperatura în mod automat la termograful (fig. 6, 10) în timpul funcționării concomitente a transformatorului trifazat (fig. 6,1) și a transformatoarelor de curent (fig. 6,4) ;

— se măsoară tg δ și Δ tg δ în cablu supus încercării la finele fiecărui ciclu de funcționare a instalației de încercare.

Cele două metode de determinare a duratei de viață a tronsoanelor de cablu, constau în menținerea, sub acțiunea concomitentă a doi

factori, care simulează condiţiile de funcţionare a acestora în exploatare, şi anume :

— factorul termic, caracterizat prin încălzirea cablurilor de către curentul electric injectat în fazele acestora, diferenţiat ca intensitate, în funcţie de timpul metodei utilizate (accelerată sau de lungă durată) ;

— factorul electric, caracterizat prin menţinerea tronsoanelor de cabluri la o tensiune de încercare a cărei valoare depinde de tensiunea nominală, de regim permanent, a cablurilor.

Determinarea fiabilităţii reţelelor în cablu de 1 ... 35 kV, în sensul celor menţionate, se poate face experimental prin două metode : o metodă accelerată şi o metodă de lungă durată.

METODA ACCELERATĂ constă în menţinerea ciclică a tronsoanelor de cabluri, supusă încercării, la tensiunea de încercare $U_i = 2U_n$ (U_n este tensiunea nominală la care cablurile funcţionează în exploatare) şi curentul de încercare $I_i = 2\ I_n$ (I_n este curentul de încercare a cablurilor în exploatare).

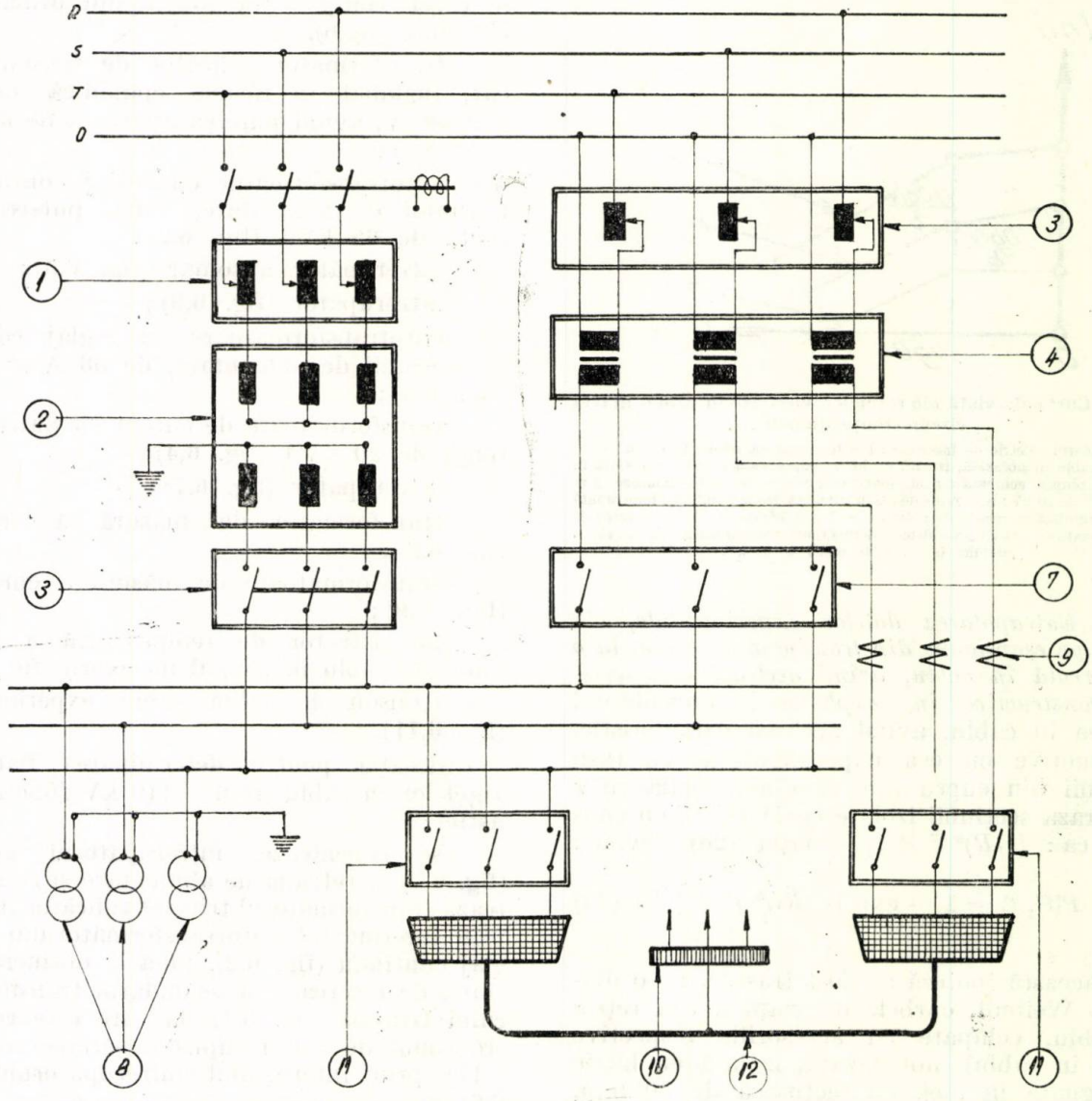


Fig. 6. Schema instalaţiei pentru determinarea fiabilităţii cablurilor de energie de 1...110 kV:

1 — autotransformator pentru reglajul tensiunii transformatorului trifazic *2* ; *2* — transformator trifazic de 0,380/110 kW cu putere aparentă de 65 kVA ; *3* — autotransformatoare pentru reglajul tensiunii primare a transformatoarelor de încălzire ; *4* — transformatoare de încălzire, a fazelor cablurilor supuse încercării, avînd puterea aparentă de 20 kVA ; *5* — întrerupător automat ; *6* — întrerupător ; *7* — întrerupător ; *8* — transformatoare pentru măsurarea tensiunii ; *9* — transformatoare pentru măsurare a curentului ; *10* — termoînregistrator de temperatură a cablurilor supusă încercării ; *11* — întrerupătoare pentru anclaşarea cablurilor la reţea ; *R, S, T* — fazele circuitului de alimentare ; *O* — punctul neutru al circuitului de alimentare ; *12* — cablu supus încercării.

Ciclurile zilnice de încercare sînt de 8 ore sub sarcină şi 16 ore de răcire liberă, iar încercarea durează în total 10 zile.

Tensiunile şi curenţii de încercare U_i şi I_i sînt indicate în tabelele 3 şi 4.

La începutul şi la finele fiecărui ciclu de încălzire se măsoară tg δ şi creşterea unghiului de pierderi (Δ tgδ), în dielectricul cablurilor, în funcţie de tensiune şi de temperatura de

Tabelul 3

Tensiunile de încercare a tronsoanelor de cabluri supuse experimentărilor

Tensiunea nominală a transformatoarelor de cabluri, kV	1	6	10	20	35
Tensiunea de încercare, kV	2	12	20	40	70

încercare, trasîndu-se, totodată, și variațiile tg $\delta = f(U, T)$ și Δ tg $\delta = f(U, T)$.

Tronsoanele de cabluri încercate se consideră corespunzătoare dacă valoarea tg δ, măsurată la finele celor 10 zile, crește cu cel mult un ordin de mărime, în comparație cu valoarea inițială.

METODA DE LUNGĂ DURATĂ constă în menținerea ciclică a tronsoanelor de cabluri, la tensiunea de încercare $U_i = 2{,}5\ U_n$ (U_n este tensiunea nominală de funcționare a cablurilor) și curentul de încercare $I_i = 1{,}2\ I_n$ (I_n este curentul de regim permanent).

Ciclurile zilnice de încercare constau în menținerea cablurilor 8 ore sub sarcină, urmată de o perioadă de răcire de 16 ore, încercarea avînd o durată totală de circa 5 000 ore.

În unele cazuri se continuă menținerea cablurilor la diferite nivele ale tensiunii de încercare, pînă la străpungere, peste timpul minim de calificare admis (5 000 ore).

Tensiunile de încercare sînt indicate în tabelul 3, iar curenții de încercare, în funcție de tipul cablurilor, sînt indicați în tabelul 4 și tabelul 5.

La începutul și la finele fiecărui ciclu de încălzire se măsoară tg δ și creșterea unghiului de pierderi (Δ tg δ), în dielectricul cablurilor în funcție de tensiune și de temperatura de încercare, trasîndu-se totodată și variațiile:

$$\text{tg } \delta = f(U, T) \quad \text{și} \quad \Delta \text{ tg } \delta = f(U, T).$$

Tabelul 4

Curenții de încercare a tonsoanelor de cabluri supuse experimentării

I. CABLURI DE ENERGIE DIN CUPRU					
Secțiunea cablurilor, mm²	120	150	185	240	300
Curentul nominal, A	315	355	400	465	520
Curentul de încercare $I_i = 2\ I_n$, A	630	710	800	930	1040
II. CABLURI DE ENERGIE DIN ALUMINIU					
Secțiunea cablurilor, mm²	120	150	185	240	300
Curentul nominal, A	245	275	310	360	410
Curentul de încercare $I_i = 2\ I_n$, A	490	550	620	720	820

* Tronsoanele de cabluri supuse experimentării au fost de tip CHPBI—ACHPBI, cabluri cu izolație de hîrtie impregnantă cu ulei de 6—19 kV (STAS 4481—73).

Tabelul 5

Tronsoane de cabluri supuse experimentării de tip CPAbY — cabluri de izolație și manta din mase plastice — STAS 8770—71

I. CABLURI DE ENERGIE DIN CUPRU					
Secțiunea cablurilor, mm²	120	150	185	240	300
Curentul nominal, A	315	355	400	265	520
Curentul de încercare $I_i = 1{,}2\ I_n$, A	378	426	480	558	624
II. CABLURI DE ENERGIE DIN ALUMINIU					
Secțiunea cablurilor, mm²	120	150	185	240	300
Curentul nominal, A	245	275	310	360	410
Curentul de încercare $I_i = 1{,}2\ I_n$, A	294	330	372	432	492

Tronsoanele de cabluri încercate se consideră corespunzătoare dacă valoarea tg δ, măsurată la finele celor $3 \times 60 = 180$ zile, crește cu cel mult în ordin de mărime, în comparație cu valoarea inițială.

Determinarea fiabilității tronsoanelor de cabluri se face calculînd durata lor de viață, utilizînd expresia (43), care, printr-o serie de transformări, permite evaluarea în ani a vieții cablurilor, cu relația :

$$T = \sqrt[n]{G}, \qquad (44)$$

în care : G este gradientul maxim de încercare exprimat în V/m, iar n — un indice egal cu 2 ... 3.

Cu ajutorul metodei de încercare de lungă durată, pentru verificarea fiabilității rețelei, au fost experimentate tronsoane de :

— cabluri de energie de 6 kV, cu izolație din policlorură de vinil cu secțiuni de 3×18 mm și 3×240 mm^2 ;

— cabluri de energie de 10 kV, cu izolație de hîrtie, cu secțiunea de $3 \times 150 - 3 \times 240$ mm^2 ;

— cabluri de energie de 10 kV, cu izolație de policlorură de vinil de $3 \times 120 - 3 \times 185$ mm^2.

Încercările au fost efectuate pe cabluri de proveniență indigenă. Lungimea cablurilor experimentale a fost de circa 50 m, ele fiind montate, în timpul încercărilor, pe sol, sau în canale.

Cu ocazia încercărilor au fost măsurate periodic tg δ și creșterea Δ tg δ în dielectricul cablurilor de la tensiunea normală U_0 pînă la tensiunea de străpungere și cu ajutorul relației (44) au fost calculate duratele de viață ale cablurilor, obținîndu-se, în medie, o durată de funcționare continuă a acestora de circa 20—25 ani. Unele cabluri au străpuns în timpul funcționării din cauza unor impurități găsite în învelișul izolant (PVC, hîrtie ș.a.) sau a unor excentricități ale învelișului izolant, determinate de imperfecțiuni tehnologice apărute în timpul fabricației.

3. Concluzii

Lucrarea dezvoltă și extinde considerentele cuprinse în [1]. Ea pune în evidență următoarele :

— necesitatea proiectării fiabile a rețelelor electrice în cablu ;

— utilitatea unui control al componentelor rețelelor electrice, înainte de montaj, în vederea determinării duratei de viață a fiecărui element component și a stabilirii unei durate medii de funcționare a rețelelor, pe ansamblu ;

— aplicarea unor metode adecvate de verificare a fiabilității rețelelor în funcție de valorile maxime ale intensităților de defectare și de gradienții de funcționare ;

— necesitatea continuării cercetărilor, în acest domeniu, pentru perfecționarea tehnicilor și metodicilor de verificare a fiabilității rețelelor electrice, în cablu.

Bibliografie

[1] *Cruceru, C.* Considerații cu privire la fiabilitatea rețelelor electrice în cablu de medie și de înaltă tensiune de 10...110 kV. In : E.E.A. — Electrotehnica **23**, nr. 4, mai 1975, p 185—188.

[2] *Earles, D. R.* ș.a. A theory of component part life expectancies. In : Proc. eights national symposion on reliability and quality control, Washington 1962, p. 252—267.

[3] *Earles, D. R., Eddins, M. F.* Reliability physics ; the physics of failure. In : Proc. eights national symposium on reliability and quality control, San Francisco, 1963 p. 43—57.

[4] *Gumbel, E. J.* Statistics of extremes. Columbia University Press, New-York, 1958.

[5] *Oudin, J. M.* Evaluation de la fiabilité des réseaux de cables isolés à partir d'essais statistiques de claquage sur échantillons. Limites de l'éxtrapolation et anomalies statistiques possibles. In : Révue Génerale de l'Electricité, Tome **80**, nr. 4, avril 1971, p. 330—334.

[6] *Dobrescu, D.* Metodă de analiză a unor structuri din punct de vedere al fiabilității (siguranței în funcționare). In : Electrotehnica, **19**, nr. 4, apr 1971, p. 117—121.

[7] *Lacoste, A., Biol, R.* Cables à haute tension isolés au polyéthylene extrudé. Point des essais, éxperience en service et perspectives d'application. In : Electricité de France, Direction des etudes et recherches, le 30 avril 1976, 13 p. și 13 fig.

Intrat în redacție la 21.I.1976

Cinci argumente în plus

și chiar mai convingător pledează în favoarea aplicării sistemului de măsură analogic/numeric

ADIMES

Sistemul de măsură analogic/numeric **ADIMES** este un ansamblu cu comandă rpogramată destinat captării semnalelor analogice și numerice și prelucrării lor. Semnalele captate sînt constituite prin tensiuni și curenți (alternativ și continuu), rezistențe ale semnalelor emise prin termocuple, termometre de rezistență, transmitoare de rezistență, tensiometre de frecvență, intervale de timp, semnale numerice (combinate și în două stări).

Sistemul **ADIMES** este destinat, în primul rînd, pentru măsurarea și controlul în uzine, operații de verificare automată a produselor fabricate sau la asamblarea lor, ca și la operații de măsură în laboratoarele de încercări.

Pentru informații complete adresați-vă la :

Sistemul de măsură analogic / numeric — **ADIMES** are între 16 și 256 canale de intrare, comandă programată cu posibilități de racordare a unei memorii RWM ; permite un dialog fără efort între operator și sistemul de măsură, incluzînd introducerea imediată a programului plecat de la pupitrul de comandă al unității de dirijare. Dispozitivele de ieșire sînt : mașina de scris, perforatorul de bandă, uniatea inidicatoare, tabloul indicator, înregistratoarele coordonate.

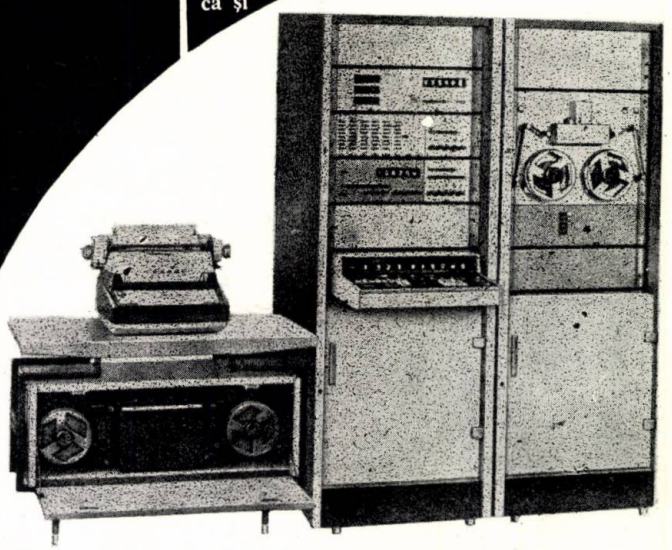
Întreprinderea de Comerț Exterior KOVO.

Sistemul de măsură analogic/numeric **ADIMES** este format din unități funcționale modulare. Este, deci, un sistem „deschis" cu posibilități de extindere ulterioară. Funcțiile diverselor unități componente nu sînt date odată pentru toate momentele producției, dar sînt conforme cu programul introdus în memoria centrală a sistemului.

Sistemul de măsură analogic/numeric **ADIMES** permite, datorită concepției sale, trecerea cu ușurință de la o funcție la alta. Toate unitățile funcționale utilizate necesită un minimum de întreținere și control : toate circuitele sale utilizează numai semiconductoare.

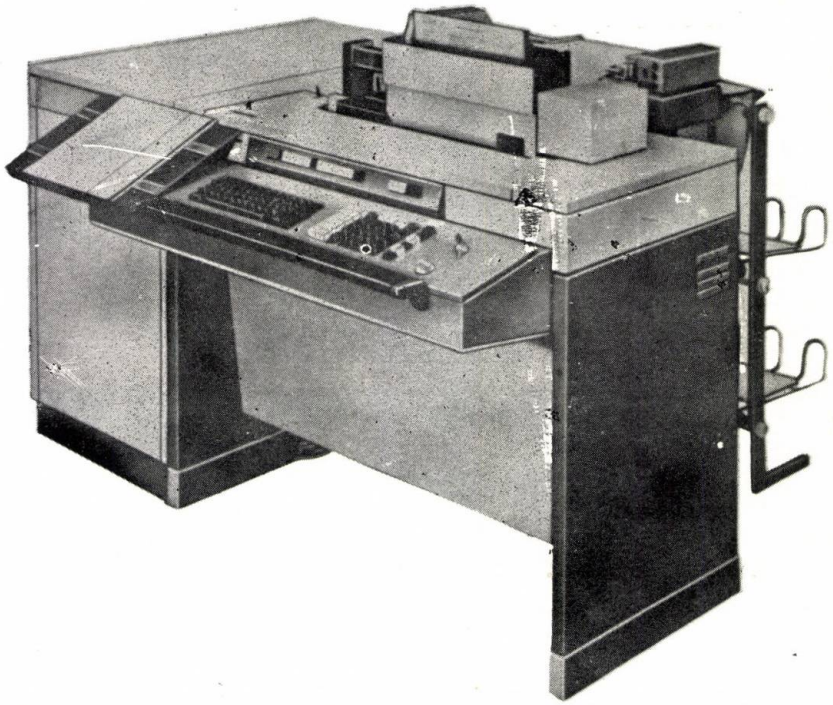
Sistemul de măsură analogic/numeric **ADIMES** este un acce soriu la fel de modern. ca și

economic în probleme de cercetare și măsurare a informațiilor. Concepția sa pur modulară permite o funcționare sigură, complexă datorită punerii în joc a unităților funcționale, ceea ce asigură, la finele calculului, reducerea la minimum a numărului tipurilor de unități funcționale necesare



EXPORT
IMPORT
KOVO
PRAHA
CZECHOSLOVAKIA

PUBLICOM



daro

1750

NOU ÎN SISTEMUL CAER:
Contabilizarea magnetică

Cu noul nostru automat dezvoltat de contabilizare **daro 1750,** se dă posibilitatea pentru rezolvarea problemelor complexe în conexiuni cu pachete de program, în domeniile contabilității financiare, a facturării și decontării, calculării remunerărilor și salariilor, contabilizarea și supravegherea magaziilor. Cu acesta se economisesc beneficiarului lucrări de program costisitoare. Parametrii funcționali optimi, înaltă siguranță în funcționare și costuri scăzute de întreținere sînt alte avantaje ale automatului **daro 1750.** Piesele de schimb sînt asigurate. Cartotecile magnetice necesare utilizării sînt oricînd livrabile.

Hardware:

Memorie 8 kbiți

Micromemorie de program cu 2048 impulsuri

Conexiuni Floppy-Disk

Mașină de scris mozaic cu 178 poziții, 100 semne pe secundă

Tastatură alfanumerică

Posibilitatea prelucrării diverselor formate de conturi

Datorită dimensiunilor optime apt și pentru birouri mici

Vă oferim cu plăcere orice informații detaliate.

PUBLICOM

Büromaschinen-Export GmbH Berlin

DDR – 108 Berlin, Friedrichstrasse 61

R. D. Germană

bme

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

"VNESHTECHNIKA"

MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizaţiilor de cercetări ştiinţifice, proiectări de construcţii şi proiectări tehnologice, întreprinderilor industriale şi firmelor sovietice şi străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport şi juridice legate de realizarea colaborării tehnico-ştiinţifice, în domeniile:

- efectuării lucrărilor de cercetări ştiinţifice, proiectări de construcţii şi proiectări tehnologice în comun şi pe bază de comenzi;
- executării comenzilor organizaţiilor sovietice şi străine pentru elaborarea şi transmiterea documentaţiei tehnico-ştiinţifice, precum şi pentru confecţionarea şi închirierea utilajelor ştiinţifice, prototipurilor, produselor şi materialelor;
- efectuării de expertize tehnico-ştiinţifice, încercări de materiale şi consultaţii.

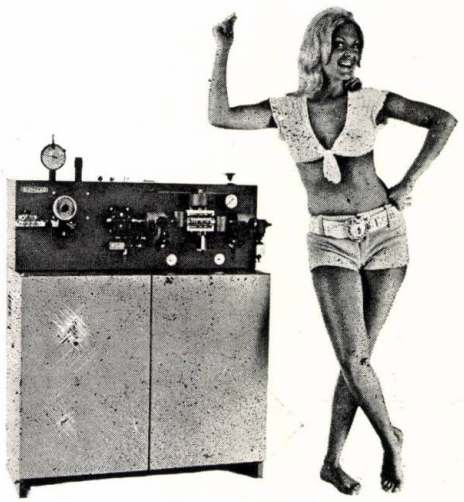
ORGANIZAȚIA UNIONALĂ
"VNESHTECHNIKA"
MOSCOVA, U.R.S.S., 119034,
STAROKONIUSENNY PEREULOK, 6,
TELEFON 202-02-60
TELEX: Garant 7918
TELEGRAPH: MOSKVA VNESHTECHNIKA
FILIAL: KIJEV, 252033,
N. BOTANICHESKAJA UL., 2,
TELEFON: 24-51-44
TELEGRAMA: KIJEV VNESHTECHNIKA
PUBLICOM

DEBITAREA ŞI ÎNDEPĂRTAREA IZOLAȚIEI AUTOMATE A SÎRMELOR ŞI CABLURILOR ELECTRICE

Doriţi să produceţi mai ieftin şi să sporiţi totodată productivitatea? Maşinile automate ale firmei **EUBANKS** pot reprezenta un prim pas. Mii de maşini ale noastre confirmă acest lucru în întreprinderile din întreaga lume.

Centrul de greutate al programului **EUBANKS** îl reprezintă modelul 2 671 (în imagine) cu un domeniu de prelucrare standard pentru sîrme cu un diametru între 1 şi 4,4 mm. Lungimea îndepărtării izolaţiei între 3 şi 40 mm, îndepărtarea combinată pe jumătate a izolaţiei. Lungimea tăierii de la 25 la 2 500 mm. Fiecare din aceste domenii de utilizare poate fi lărgit cu ajutorul unor accesorii speciale.

EUBANKS oferă o gamă completă de maşini pentru prelucrarea cablurilor cu un diametru exterior de maximum 12,5 mm. Maşini speciale, ca de pildă, maşina complet automatizată pentru fixarea papucului cablului, maşina pentru îndoit fire calibrate de rezistenţă, maşina de tăiat cu cap dublu etc., întregesc programul. Încredinţaţi-ne problemele dv. legate de prelucrarea cablurilor — noi vă oferim soluţia perfectă.



Eubanks

EUBANKS Engineering Co., GmbH
7 Stuttgart 80
Moehringen, Machtolfweg 33 NSR
Telefon: 0711/72 28 25; Telex: 84 17 23 233
Vyrabi: **EUBANKS** Engineering, Co.,
Monrovia — California 91016 USA

EUBANKS — Firmă specializată pentru industria de prelucrare a cablurilor.

PUBLICOM

Institutul de cercetări pentru componente electronice

livrează **din stoc** dispozitive semiconductoare de înalte performanțe realizate în noua facilitate din str. Erou Iancu Nicolae 32 B

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

- ROB 101 — Amplificator operațional monolitic de generația a II-a (echivalent cu LM 101 — National Semiconductor)
- ROB 709 — Amplificator operațional monolitic (echivalent cu μA 709 — Fairchild)

TRANZISTOARE BIPOLARE

- 2N 709 — Comutator ultrarapid, NPN
- BSX 35 — Comutator ultrarapid, PNP
- 2N 2369 — Comutator rapid, NPN
- 2N 2218, 2N 2219 — Amplificatoare de semnal mic de uz general, NPN
- 2N 918 — Amplificator IF de semnal mic, NPN
- 2N 3866 — Amplificator RF de putere, NPN
- ROS 03 — Amplificator JF de semnal mic, NPN

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP **MOS**

- ROS 01, ROS 104 — Tranzistoare cu efect de cîmp MOS/canal P

DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

- ROL 02 — Diodă electroluminiscentă cu GaAsP (roșu)
- ROL 21, ROL 22 — Fotodiode planare cu siliciu
- ROL 11 — Celulă fotovoltaică cu siliciu
- ROL 31, ROL 32 — Fototranzistoare planare cu siliciu

Încearcă dar livrează

ICCE CERCETEAZĂ PRODUCÎND. ICCE LIVREAZĂ

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)

ÎNTREPRINDEREA:

Electromureș -

vă oferă:

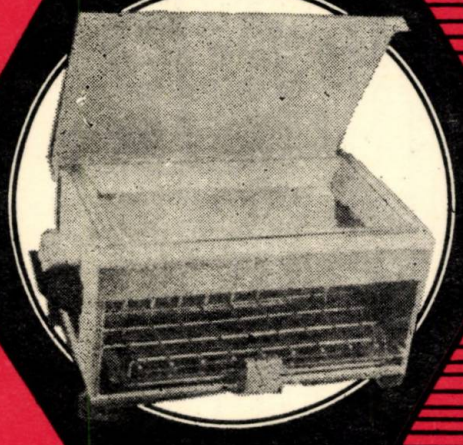
o gamă largă de produse industriale și electrocalorice de uz casnic, antene de televiziune, mașini de calculat electromecanice, conductori electrici, diverse tipuri de cordoane, cabluri de înaltă tensiune și înaltă frecvență, cablaje electrice pentru autovehicule și tractoare etc.

Produsele sînt realizate în mare varietate de forme, dimensiuni și culori, la un înalt nivel calitativ.

TÎRGU MUREȘ

str. Kossuth L. nr. 112—114
Telefon 11817, 11818, 11486.
Telex: 035249.

ELECTRO MUREȘ



ZZ JUL 2 6

E 2040

Victor H.

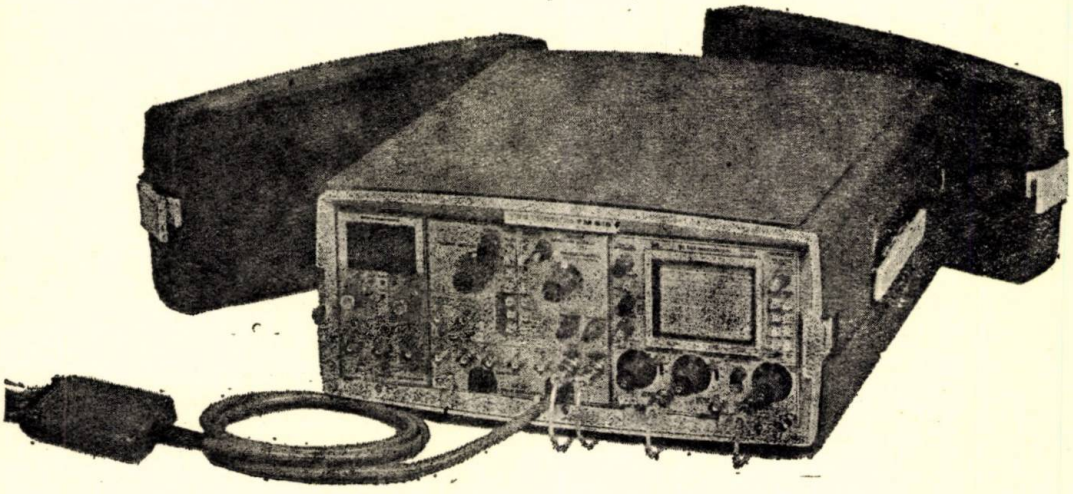
REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 25 • Nr. 4 • MAI 1977

Un nou aparat de măsură în programul de APARATE DE MĂSURĂ DIGITALE TEKTRONIX,

ANALIZOR LOGIC LA 501 W



Analizorul logic LA501W serveşte la înregistrarea, înmagazinarea şi reprezentarea datelor pînă la 16 surse de informaţii. Cu capacitatea sa de înmagazinare de 4 kocteţi poate înmagazina 4 circuite de date a cîte 1 koctet fiecare sau 8 circuite cu cîte 512 biţi, sau 16 circuite cu cîte 256 biţi.

- Capacitatea de înmagazinare, pînă la maximum 1 024 de cuvinte.
- Utilizabil pînă la 50 MHz „clock frequency".
- Prin frecvenţa sampling de 100 MHz, un timp de rezolvare de pînă la 15 nanosecunde.
- Fiecare din cele 16 canale poate fi suprapus pe ecran în scopul comparaţiei cu celelalte canale.
- Fiecare osciloscop, pentru o funcţionare XYZ, poate fi utilizat ca unitate de indicatoare într-un domeniu de frecvenţă de 2 MHz.
- Datorită construcţiei modulare sînt posibile combinaţii individuale cu alte sertare TM 500.
- Parallel-Word-Recognizer de 16 biţi cu o întîrziere de pînă la 99 999 cuvinte.

Service :

Institutul de Cercetări şi Proiectări Electronice
Calea Floreasca 169
Bucureşti, sector 2, România
Tel. Bucureşti 33 12 59, Telex : 10069

RST

ROHDE & SCHWARZ-TEKTRONIX AG

Sonnleithnergasse 20
A – 1100 Wiena, Austria
Tel. 62 61 41 – Telex 013933

PUBLICOM

KÖNYVTÁRÉS KÖZPONT DOKUMENTÁCIÓS MŰSZAKI 1837

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 25 Nr. 4 mai 1977

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621—56/59 : 621.315.51

CRIOELECTROTEHNICA
SUPRACONDUCTOARE
ANALIZA TERMODINAMICĂ

Puşcaşu, S. şi *Badea, M.*: **Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii. Partea a II-a.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 149

În completarea părţii I-i a lucrării se fac referiri la interpretarea termodinamică a stării supraconductoare la electrodinamica macroscopică fenomenologică a acestei stări şi se dau unele interpretări cuantice ale unor proprietăţi specifice legate de teoria B.C.S.

CZ 621.314.2

TIRISTOARE
REDRESOARE COMANDATE

Satran, Al.: **Observaţii asupra funcţionării unui redresor reversibil monofazat, cu punct median, alimentat de la acelaşi secundar.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 158

Se prezintă efectele elementelor de protecţie RC asupra funcţionării unui redresor reversibil monofazat cu punct median, alimentat de la acelaşi secundar, analizîndu-se fenomenele de comutaţie forţată la acest circuit.

CZ 621.372.4 : 538.551.23

CIRCUIT ELECTRIC NELINIAR
CALCULATOR NUMERIC
ELEMENT DIPOLAR
REGIM TRANZITORIU

Iordache, M., Ciubotaru, A. şi *Georgescu, M.*: **Simularea şi calculul circuitelor electrice neliniare în regim tranzitoriu pe calculatorul numeric.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 161

Se prezintă un program original complet de calcul, atît al circuitelor electrice neliniare, cît şi al celor liniare, în regim tranzitoriu, pe calculatorul FELIX C—256, în limbaj FORTRAN IV.

CZ 621.313.333

MOTOARE ASINCRONE
ÎNCĂLZIRE ŞI VENTILAŢIE
CALCUL

Ivan, C.: **Metodica de calcul pe calculator electronic al încălzirii şi ventilaţiei motoarelor asincrone.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 169

În lucrare se expune o metodă de calcul al încălzirii şi ventilaţiei motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

CZ 621.3.032.2

ELECTROZI POROŞI
CERCETARE

Oniciu, L. şi *Bandi, A.*: **Metode de cercetare a electrozilor poroşi.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 176

Se prezintă metode de determinare a proceselor de electrod în scopul corelării performanţelor electrozilor poroşi cu una sau mai multe proprietăţi fizice structurale.

CZ 621.313.043.1

AUTOMATIZĂRI
MĂSURĂRI NUMERICE

Budişan, N., Bubuţia, I., Petruescu, M. şi *Luzan, E.*: **Dispozitiv numeric pentru măsurarea frecvenţei rotorice a maşinilor de inducţie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 183

Se prezintă un dispozitiv numeric pentru măsurarea frecvenţei rotorului.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ* (*O.I.D.*), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 7136. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. —ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.122.6

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621–56/59 : 621.315.51

АНАЛИЗ ТЕРМОДИНАМИЧЕСКИЙ
КРИОЭЛЕКТРОТЕХНИКА
СВЕРХПРОВОДНИКИ

Пушкашу, С. и Бадя, М.: **Основные понятия криоэлектротехники. Часть II-ая.**

Е.Е.А.–**Электротехника 25**, № 4, май 1977, стр. 149

В дополнение к I-й части работы, авторы делают ссылки на термодинамическую интерпретацию состояния сверхпроводимости при электродинамической макроскопической феноменологии такого состояния и приводят отдельные квантические интерпретации некоторых специфических свойств связанных с теорией B.C.S.

УДК 621.314.2

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ УПРАЛВЯЕМЫЕ
ТИРИСТОРЫ

Сатран, Ал.: **Наблюдения в связи с работой однофазного, обратного преобразователя, со средней точкой, питаемого от той же вторичной обмотки.**

Е.Е.А.–**Электротехника 25**, № 4, май 1977, стр. 158

Представлены эффекты защитных элементов R C на работу однофазного обратного преобразователя со средней точкой, питаемого от той же вторичной обмотки, причём анализируется явления вынужденной коммутации при такой цепи.

УДК 621.372.4 : 538.551.23

РЕЖИМ ПЕРЕХОДНЫЙ
ЭВМ
ЦЕПЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ НЕЛИНЕЙНАЯ
ЭЛЕМЕНТ ДИПОЛЬНЫЙ

Иордаке, М., Чуботару, А. и Джорджеску, М.: **Симуляция и вычисление нелинейных электрических цепей в переходном режиме на ЭЧВМ.**

Е.Е.А.–**Электротехника 25**, № 4, май 1977, стр. 161

Представлена вычислительная комплектная оригинальная программа нелинейных электрических цепей, а также линейных, в переходном режиме, для ЭЧВМ ФЕЛИКС С-256, на языке ФОРТРАН IV.

УДК 621.313.333

ДВИГАТЕЛЬ АСИНХРОННЫЙ
НАГРЕВ И ВЕНТИЛЯЦИЯ
ВЫЧИСЛЕНИЕ

Иван, К.: **Метод вычисления нагрева и вентиляции асинхронных двигателей на ЭВМ.**

Е.Е.А.–**Электротехника 25**, № 4, май 1977, стр. 169

В работе представлен метод вычисления нагрева и вентиляции асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором.

УДК 621.3.032.2

ИССЛЕДОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОДЫ ПОРИСТЫЕ

Оничу, Л. и Банди, А.: **Метод исследования пористых электродов.**

Е.Е.А.–**Электротехника 25**, № 4, май 1977, стр. 176

Представлены методы определения процессов электрода в целях увязки характеристик пористых электродов с одним или несколькими структурными физическими свойствами.

УДК 261.313.0413

АВТОМАИИЗАЦИЯ
ИЗМЕРЕНИЯ ЧИСЛОВЫЕ

Будишан, И., Бабуция, И., Петреску, М. и Лузан, Е.: **Числовое устройство для измерения роторной частоты индукционных машин.**

Е.Е.А.–**Электротехника 25**, № 4, май 1977, стр. 183

Представлено числовое устройство для изменения роторной частоты.

INHALT

DK 621–56/59 : 621.315.51

KRYO-ELEKTROTECHNIK
SUPRALEITER
THERMODYNAMISCHE ANALYSIS

Pușcașu, S., Badea, M.: **Die Grundkonzepte der Kryo-Elektrotechnik. II Teil.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 4, Mai 1977, S. 149

In Erganzung des ersten Teils der Arbeit, werden einige Hinweise zur thermodynamischen Auslegung des supraleitenden Zustandes, bei der makroskopischen, phänomenologischen Elektrodynamik dieses Zustandes gegeben und es werden einige quantische Interpretationen einger spezifischer Eigenschaften, die mit der B.C.S. — Theorie in Verbindung stehen, dargestellt.

DK 621.314.2

THYRISTOREN
GESTEUERTE GLEICHRICHTER

Satran, Al.: **Betrachtungen über den Betrieb eines einphasigen Umkehrgleichrichters, mit seitenhalbierenden Punkt, der von gleichen Nebenstromkreis gespeist wird.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 4, Mai 1977, S. 158

Es werden die Auswirkungen der RC-Schutzelemente auf den Betrieb eines einphasigen Gleichrichters mit seitenhalbierenden Punkt, der vom gleichen Nebenstromkreis gespeist wird und es werden die Zwangskommutations-Erscheinungen bei diesen Stromkreis beschrieben.

DK 621.372.4 : 538.551.23

NICHTLINEARER ELEKTRISCHER
STROMKREIS
DIGITALRECHNER
ZWEIPOLELEMENT

Iordache, M., Ciubotaru, A., Georgescu, M.: **Die Simulation und die Berechnung der nichtlinearen elektrischen Stromkreise im nichtstationären Betrieb, auf dem Digitalrechner.**

E.E.A – **Electrotehnica 25**, Nr. 4, Mai 1977, S. 161

Es wird ein neues, vollständiges Rechenprogramm für die nichtlinearen und die linearen elektrischen Stromkreise, im nichtstationären Betrieb, auf den FELIX/C–256 — Rechner, in FORTRAN IV — Sprache, beschrieben.

DK 621.313.333

ASYNCRONE MOTOREN
ERWÄRMUNG UND LÜFTUNG
BERECHNUNG

Ivan, C.: **Die Berechnungsmethode der Erwärmung und Lüftung asynchroner Motoren auf den elektronischen Rechner.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 4, Mai 1977, S. 169

Die Arbeit beschreibt eine Berechnungsmethode der Erwärmung und der Lüftung von asynchronen Motoren mit Kurzschlussläufer.

DK 621.3.032.2

POROSE ELEKTRODEN
FORSCHUNG

Oniciu, L., Bandi, A.: **Die Forschungsmethoden für die porosen Elektroden.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 4, Mai 1977, S. 176

Es werden die Feststellungs methoden der Elektrodenprozesse dargestellt, zwecks der Korrelation der Leistungen von porösen Elektroden mit einer oder mehreren physischen Eigenschaften.

DK 621.313.043.1

AUTOMATISIERUNGEN
DIGITALE MESSUNGEN

Budişan, N., Babuţia, I., Petruescu, M., Luzan, E.: **Digitalvorrichtung zur Messung der Läuferfrequenz bei Induktionsmaschinen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, Nr. 4, Mai 1977, S. 183

Es wird eine Digitalvorrichtung für die Messung der Läuferfrequenz dargestellt.

CONTENTS

DC 621–56/59 : 621.315.51

CRYOELECTROTECHNICS
SUPERCONDUCTORS
THERMODYNAMIC ANALYSIS

Puşcaşu, S., and *Badea, M.*: **Fundamental concepts of cryoelectrotechnics. II**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 4, May 1977 p. 149

By way of completing the first part of the paper, the authors refer to the thermodynamic interpretation of the superconducting state at the phenomenological macroscopic electrodynamics of this state ; they also present some quantum interpretations of certain specific properties related to the B.C.S. theory.

DC 621.314.2

THYRISTORS
CONTROLLED RECTIFIERS

Satran, Al.: **Observations on a single-phase reversible rectifier with a median point, supplied from the same secondary.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 4, May 1977, p. 158

The paper presents the effects of the RC protection elements on the operation of a median point reversible single-phase rectifier supplied from the same secondary ; the forced commutation at this circuit is also analyzed.

DC 621.372.4 : 538.551.23

NONLINEAR ELECTRIC CIRCUIT
DIGITAL COMPUTER
DIPOLAR ELEMENT

Iordache, M., Ciubotaru, A., and *Georgescu, M.*: **Simulation and computation of transient regime nonlinear electric circuits on digital computer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 4, May 1977, p. 161

The paper presents a complete and original computation program, both for the nonlinear and linear electric circuits in transient regime, on FELIX C – 256 computer in FORTRAN IV language.

DC 621.313.333

ASYNCHRONOUS MOTORS
HEATING AND VENTILATION
COMPUTATION

Ivan, C.: **Asynchronous motors ventilation and heating computing methods based on the electronic computer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no, 4, May 1977, p. 169

The paper describes a computation method for short-circuited rotor asynchronous motors heating and ventilation.

DC 621.313.043.1

POROUS ELECTRODES
RESEARCH

Oniciu, L. and *Bandi, A.*: **Porous electrodes research techniques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 4, May 1977, p. 176

Some electrode processes determination techniques are presented, in order to correlate the porous electrodes performances to one or several structural physical properties.

DC 621.313.043.1

AUTOMATIZATIONS
NUMERICAL MEASUREMENTS

Budişan, N., Babuţia, I., Petruescu, M. and *Luzan, E.*: **Digital device for measuring the induction machines rotor frequency.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 4, May 1977, p. 183

A digital device for rotor frequency measurement is presented.

SOMMAIRE

CD 621–56/59 :621.312.51

CRYOELECTROTECHNIQUE
SUPRACONDUCTEURS
ANALYSE THERMODYNAMIQUE

Puşcaşu, S. et *Badea, M.*: **Les concepts fondamentaux de la cryoelectrotechnique. Deuxième partie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p.

En complément à la première partie de l'ouvrage on fait des références à l'interprétation thermodynamique de l'état supraconducteur, à l'électrodynamique macroscopique phénoménologique de cet état et on donne certaines intérprétations quantiques des proprietés spécifiques liées à la théorie B.C.S.

CD 621.314.2

THYRISTORS
REDRESSEURS COMMANDES

Satran, Al.: **Observations sur le fonctionnement d'un redresseur réversible monophasé, à point médian, alimenté du même secondaire..**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 158

On présente les effets des éléments de protection RC sur le fonctionnement d'un redresseur réversible monophasé à point médian, alimenté du même secondaire, en analysant les phénomènes de commutation forcée pour ce circuit.

CD 621.372.4 : 538.551.23

CIRCUIT ELECTRIQUE NONLINEAIRE
CALCULATEUR NUMERIQUE
ELEMENT BIPOLAIRE
REGIME TRANSITOIRE

Iordache, M., Ciobotaru, A. et *Georgescu, M.*: **Simulation et calcul des circuits électriques nonlinéaires en régime transitoire sur calculateur numérique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 161

On présente un programme original complet de calcul, des circuits électriques nonlinéaires et de ceux linéaires, en régime transitoire, sur le calculateur FELIX C–256, en language FORTRAN IV.

CD 621.313.333

MOTEURS ASYNCHRONES
CHAUFFAGE ET VENTILATION
CALCUL

Ivan, C.: **Méthodologie de calcul sur ordinateur électronique du chauffage et de la ventilation des moteurs asynchrones.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 169

L'ouvrage expose une méthode de calcul du chauffage et de la ventilation des moteurs asynchrones à rotor en court-circuit.

CD 621.3.032.2

ELECTRODES POREUX
RECHERCHE

Oniciu, L. et *Bandi, A.*: **Méthode de recherche des électrodes poreux.**

E.E.E. – **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 176

On présente des méthodes de détermination des processus d'électrode afin de corréler les performances des électrodes poreux à une ou plusieures propriétés physiques structurales.

CD 621.313.043

AUTOMATISATIONS
MESURES NUMERIQUES

Budişan, N., Babuţia, I., Petruescu, M. et *Luzan, E.*: **Dispositifs numérique pour la mesure de la fréquence rotorique des machines d'induction.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 4, mai 1977, p. 183

On présente un dispositif numérique pour la mesure de la fréquence du rotor.

CZ 621–56/59 : 621.315.51

CRIOELECTROTEHNICĂ
SUPRACONDUCTOARE
ANALIZA TERMODINAMICĂ

Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii
Partea a-II-a

SILVIU PUȘCAȘU și MARIAN BADEA* — Craiova

1. Elemente de electrodinamică (macroscopică) a stării supraconductoare

În partea I-i a lucrării s-a arătat că stării supraconductoare îi sînt specifice, printre altele, două proprietăți importante :

a. Supraconductorul are, pentru $T < T_c$, o rezistență nulă.

b. În interiorul unui supraconductor, pentru $T < T_c$, cîmpul de inducție magnetică B este nul.

De asemenea, într-un supraconductor au fost acceptate, într-un model relativ simplu, două fluide de electroni : *supraelectroni* (care constituie unicul fluid existent în starea supraconductoare, la 0°K) și *electroni normali* (care constituie unicul fluid electronic pentru $T > T_c$). Avînd în vedere aceste considerente pot fi stabilite unele relații care, macroscopic, să poată descrie starea supraconductoare, deci, să coreleze cîmpul electric și magnetic al curentului corespunzător stării supraconductoare. Considerînd n_s supraelectroni pe unitate de volum supraconductor, avînd fiecare masa m_s, în cazul în care se stabilește, în materialul respectiv, cîmpul electric $\bar{E}$, rezistența fiind nulă, aceștia vor fi accelerați uniform sub influența forței :

$$e\bar{E} = m_s\dot{\bar{v}}_s, \tag{1}$$

în care $\bar{v}_s$ este viteza supraelectronilor.

Densitatea de curent generat de mișcarea „supraelectronilor" este :

$$\bar{J}_s = n_s\, e\, \bar{v}_s. \tag{2}$$

Folosind relațiile (1) și (2) se obține, ușor, viteza de creștere a densității de curent supraconductor :

$$\dot{\bar{J}}_s = \frac{n_s e^2}{m}\,\bar{E}, \tag{3}$$

aceasta exprimînd legătura între $\bar{E}$ și $\bar{J}_s$.

Pentru a se obține o relație între $\bar{B}$ și $\bar{J}_s$ se consideră cunoscutele ecuații ale lui Maxwell (valabile evident și pentru starea supraconductoare), sub forma :

$$\text{rot}\ \bar{E} = -\dot{\bar{B}}, \tag{4}$$

$$\text{rot}\ \bar{H} = \bar{J} + \dot{\bar{D}}. \tag{5}$$

Întrucît în supraconductor $\mu = \mu_0$, rezultă că ecuația (5) poate fi scrisă :

$$\text{rot}\ \bar{B} = \mu_0(\bar{J}_s + \dot{\bar{D}}). \tag{6}$$

În cazul unor cîmpuri electrice lent variabile, întrucît $|\bar{J}_s| \gg |\dot{\bar{D}}|$ (6), se poate scrie :

$$\text{rot}\ \bar{B} = \mu_0\, \bar{J}_s. \tag{7}$$

Relațiile (4) și (7) reprezintă ecuațiile lui Maxwell referitoare la cîmpul electromagnetic în interiorul unui supraconductor. Cu relațiile (3) și (4) , se obține :

$$\ddot{\bar{B}} = -\frac{m}{n_s e^2}\ \text{rot}\ \dot{\bar{J}}_s. \tag{8}$$

Aceste ultime două formule exprimă legăturile dintre mărimile de cîmp $\bar{E}$ și $\bar{B}$, corespunzătoare stării supraconductoare pe de o parte și densitatea de curent supraconductor, pe de

* Dr. ing. *Silviu Pușcașu* este profesor titular, șeful Catedrei de electrotehnică de la Facultatea de electrotehnică a Universității din Craiova ; dr. ing. *Marian Badea* este conferențiar titular la aceeași catedră.

** Teoria a fost elaborată de F. și R. London.

altă parte. Pentru a avea o imagine completă asupra celor două proprietăți corespunzătoare stării supraconductoare (rezistență nulă și diamagnetism perfect), este necesară stabilirea unor relații care să poată exprima concentrat evoluția mărimilor $\bar{J}_s$ și $\bar{B}$ în funcție de un parametru geometric asociat supraconductorului. Aceasta este posibil dacă, prin analogie cu pătrunderea cîmpului electromagnetic în conductoarele normale, se analizează o astfel de situație și în supraconductoare (teoretic în supraconductoare nu ar trebui să existe pătrundere, ele prezentînd proprietatea de diamagnetism perfect). Din (7) și (8) rezultă:

$$\dot{\bar{B}} = -\frac{m}{n_s e^2 \mu_0} \text{ rot rot } \dot{\bar{B}},$$

care, dacă se notează: $\frac{m}{n_s e^2 \mu_0} = \Lambda$ (constanta London), devine:

$$\dot{\bar{B}} = -\Lambda \text{ rot} \cdot \text{rot } \dot{\bar{B}}.$$

Ținînd seama de faptul că rot · rot $\dot{\bar{B}}$ = grad div $\dot{\bar{B}} - \nabla^2 \dot{\bar{B}}$ și că div $\bar{B} = 0$, rezultă:

$$\nabla^2 \dot{\bar{B}} = \frac{1}{\Lambda} \dot{\bar{B}}. \tag{9}$$

Se consideră un semispațiu infinit supraconductor (fig. 1) și cîmpul magnetic exterior uniform $\bar{B}_0$ paralel cu planul ce delimitează acest semispațiu.

Ținînd seamă de aceste considerente relația (9) se poate scrie sub forma unei ecuații diferențiale de ordinul doi:

$$\frac{\partial^2 \dot{B}}{\partial x^2} = \frac{1}{\Lambda} \dot{B}; \tag{10}$$

$$\dot{B}(x) = \dot{B}_0 e^{-\frac{x}{\sqrt{\Lambda}}}. \tag{11}$$

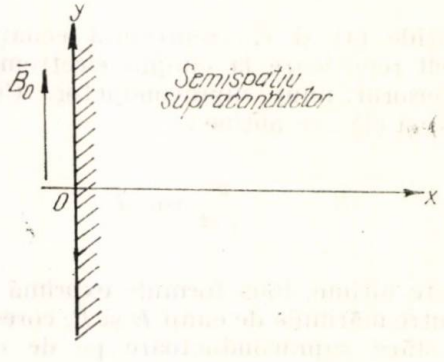


Fig. 1. Semispațiu infinit supraconductor.

Din această relație se vede că *viteza de variație a inducției magnetice scade foarte repede, odată cu pătrunderea cîmpului în supraconductor.* Rezultă că de la o anumită distanță de la suprafața de separație se poate spune că inducția magnetică rămîne constantă, indiferent de situația cîmpului exterior. S-a precizat însă, în partea I-i că datorită efectului Meissner Ochsenfeld în interiorul supraconductorului (pentru $T < T_c$) inducția magnetică este nulă, fapt care nu apare explicit prin intermediul relațiilor (10) și (11), de aceea nu numai $\bar{B}$ din (11) trebuie să scadă foarte rapid în interiorul semispațiului supraconductor, ci chiar și $\bar{B}$. F. și H. London au arătat că, formal, relația (11) se poate aplica și lui B, fapt care permite justificarea efectului Meissner Ochsenfeld din punct de vedere al electrodinamicii macroscopice Rezultă că relației (9) îi va corespunde expresia:

$$\nabla^2 \bar{B} = \frac{1}{\Lambda} \bar{B}, \tag{12}$$

iar relației (11), expresia:

$$B(x) = B_0 e^{-\frac{x}{\sqrt{\Lambda}}}. \tag{13}$$

Pe baza aceluiași considerent relației (8) îi va corespunde:

$$\bar{B} = -\Lambda \text{ rot } \bar{J}_s. \tag{14}$$

Această expresie, împreună cu relația (3), scrisă sub forma:

$$\dot{\bar{J}}_s = \frac{\bar{E}}{\Lambda}, \tag{15}$$

constituie cunoscutele *ecuații ale lui London*, care descriu proprietățile electrodinamice ale stării supraconductoare. Ecuația (15) exprimă proprietatea de a avea rezistență nulă, iar (14) faptul că un supraconductor, la $T < T_c$, prezintă un diamagnetism perfect. Într-adevăr, se observă că, în cazul curentului continuu $\dot{\bar{J}}_s = 0$ și deci, implicit, $\bar{E} = 0$. Ori cînd, curentul supraconductor este constant și nenul $\bar{E}$ *nu poate fi nul decît dacă rezistența supraconductorului este nulă.* De asemenea, întrucît s-a precizat în partea I-i a lucrării că supracurenții sînt *numai superficiali*, rezultă din (14) că, în orice punct din *interiorul* supraconductorului $\bar{J}_{s\,\text{int}} = 0$ și deci, $\bar{B}_{s\,\text{int}} = 0$.

2. Adîncimea de pătrundere London

Ecuațiile (12) și (13) pot fi folosite pentru a studia distribuția, de exemplu, a unui cîmp magnetic uniform, cu vectorul $\bar{B}_0$ paralel cu

frontiera semispațiului supraconductor. Prin analogie cu soluția (11) rezultă :

$$B(x) = Be^{-\frac{x}{\sqrt{\Lambda}}}. \tag{16}$$

Relația exprimă faptul că inducția magnetică scade repede, exponențial, odată cu pătrunderea cîmpului în semispațiul supraconductorului ajungînd la $\frac{B_0}{e}$ la o distanță $x = \sqrt{\Lambda}$. Această distanță notată cu λ_L este denumită *adîncimea de pătrundere London* și are expresia :

$$\lambda_L = \sqrt{\frac{m}{\mu_0 n_s e^2}}. \tag{17}$$

Înlocuind m, e, μ_0 cu valorile cunoscute, iar $n_s \simeq 4.\ 10^{28}\text{m}^{-3}$(concentrația obișnuită a electronilor liberi în metale), se obține :

$$\lambda_L \simeq 10^{-6}\ \text{cm}.$$

Faptul că $\bar{B}$ scade foarte rapid în interiorul supraconductorului este nu numai în concordanță cu faptul că supraconductoarele (pentru $T < T_c$) prezintă diamagnetism perfect (se vede că, practic, λ_L este neglijabil), ci și cu aceea că J_s se distribuie, practic, superficial, pe supraconductor. Într-adevăr, ținînd seamă de condițiile geometrice prezentate în figura 1, (7) se reduce la :

$$-\frac{\partial B}{\partial x} = \mu_0 J_y. \tag{18}$$

Cu relațiile (16) și (18) se obține :

$$J_y = \frac{B_0}{\mu_0 \lambda_L} e^{-\frac{x}{\lambda_L}}. \tag{19}$$

Notînd :

$$J_0 = \frac{B_0}{\mu_0 \lambda_L},$$

rezultă :

$$J_y = J_0\, e^{-\frac{x}{\lambda_L}}. \tag{20}$$

Într-adevăr, este observabil că deoarece λ_L este foarte mic, rezultă $J_y \simeq J_0$, adică practic, densitatea de curent este nenulă numai la suprafața supraconductorului, deci curentul în acest caz are numai componentă superficială.

În legătură cu adîncimea de pătrundere λ_L, mai trebuie făcute unele precizări pe baza observațiilor și concluziilor obținute din unele experimente, care sînt conforme cu relațiile anterioare.

a. Într-o primă aproximație, la eșantioane cu grosimi mult mai mari decît adîncimea de pătrundere, se poate admite că pe distanța λ_L inducția B_0 rămîne constantă, după care scade brusc la valoarea zero.

b. Dacă eșantioanele supraconductoare au dimensiuni normale, întrucît λ_L este foarte mic se poate considera, cu o aproximație bună că pătrunderea este, practic, nulă, corpurile respective putîndu-se admite ca fiind *perfect diamagnetice*.

c. Pătrunderea λ_L trebuie luată, totuși, în considerare atunci cînd se operează cu eșantioane de dimensiuni foarte mici, de exemplu cu pulberi sau straturi supraconductoare, peliculare. În acest caz proprietățile magnetice ale microeșantioanelor supraconductoare sînt sensibil diferite de cele ale eșantioanelor de dimensiuni normale sau mari.

d. Adîncimea de pătrundere λ_L depinde de temperatură (fig. 2), la cea foarte joasă ea fiind, practic, independentă de aceasta și avînd o valoare caracteristică pentru fiecare metal (tabelul 1).

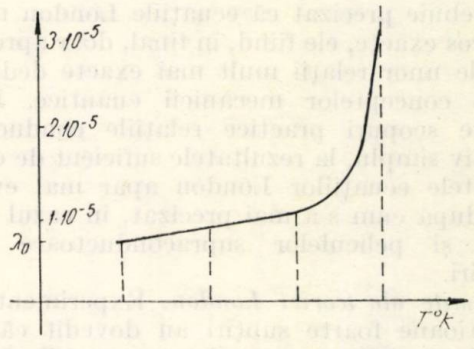


Fig. 2. Explicativă la adîncimea de pătrundere.

Tabelul 1

Metalul	Ir	Al	Pb
λ_{L0}, cm	$6{,}4.10^{-6}$	$5{,}0.10^{-6}$	$3{,}9.10^{-6}$

La temperaturi apropiate de cea critică (T_c), variația lui λ_L este de forma :

$$\lambda_L = \frac{\lambda_{L0}}{(1 - t_r^4)^{1/2}};$$

în care :

$$t_r = \frac{T}{T_c}.$$

Rezultă de aci că, eșantioanele aflate la o temperatură foarte apropiată de cea critică nu prezintă proprietatea de diamagnetism perfect.

3. Ecuațiile complete care descriu cîmpul electromagnetic în supraconductoare

Pe baza celor precizate mai sus se pot evidenția ușor relațiile cu care se poate studia cîmpul electromagnetic în conductoarele aflate în stare supraconductoare. În principal, ecuațiile de bază sînt ecuațiile London (3) și (14), la care trebuie adăugate și relațiile care exprimă existența celor două fluide electronice (normal, respectiv, supraconductor):

$$\dot{\bar{J}}_s = \frac{1}{\mu_0 \lambda_L^2} \bar{E}, \tag{21}$$

$$\text{rot } \bar{J}_s = -\frac{1}{\mu_0 \lambda_L^2} \bar{B}, \tag{22}$$

$$\bar{J} = \bar{J}_n + \bar{J}_s, \tag{23}$$

$$J_n = \sigma_n \bar{E}, \tag{24}$$

$\bar{J}_n$ fiind densitatea de curent descrisă de electronii normali, iar σ_n este conductivitatea electrică ce corespunde conducției fluxului de electroni normali.

Trebuie precizat că ecuațiile London nu sînt riguros exacte, ele fiind, în final, doar aproximații ale unor relații mult mai exacte deduse pe baza conceptelor mecanicii cuantice. Pentru multe scopuri practice relațiile conduc, însă relativ simplu, la rezultatele suficient de exacte. Limitele ecuațiilor London apar mai evident, așa după cum s-a mai precizat, în cazul pulberilor și peliculelor supraconductoare foarte subțiri.

Limite ale teoriei London. Experimentele cu eșantioane foarte subțiri au dovedit că unele concluzii obținute teoretic, cu ecuațiile London nu se verifică în practică. În principal, cele mai importante concluzii desprinse din teoria London, care nu se verifică strict, în realitate sînt:

a — adîncimea de pătrundere λ_L apare ca independentă de intensitatea cîmpului magnetic exterior;

b — adîncimea de pătrundere λ_L apare independentă de dimensiunile eșantionului supraconductor;

c — independența unor parametri electrici și magnetici de temperatură și de gradul de impurificare a materialului supraconductor.

Aceste neconcordanțe se explică, așa cum se va vedea mai departe, cu ajutorul teoriei B.C.S., care utilizează conceptele mecanicii cuantice.

4. Analiza termodinamică a stării supraconductoare

Utilizarea principiilor termodinamicii, bazată mai ales pe proprietatea diamagnetismului perfect, permite să se deducă dependența de temperatură a capacității calorice, a entropiei, conductibilității termice și a altor parametri ai supraconductoarelor. Folosind expresia cunoscută a energiei dipolului magnetic în cîmp exterior $W_d = -\bar{m}\bar{H}$, și considerînd momentul magnetic $\bar{M} \cdot \mathrm{d}v$ al elementului de volum al supraconductorului, unde $\bar{M}$ este magnetizația, se poate scrie energia magnetică sub forma:

$$W_m = -\int_0^V \mathrm{d}V \int_0^{H_e} \mu_0 \bar{M}(\bar{H}_e)\, \mathrm{d}\bar{H}_e, \tag{25}$$

$\bar{H}_e < \bar{H}_c \cdot \bar{H}_e$ este intensitatea cîmpului magnetic exterior. De aici rezultă, în cazul supraconductorului, cînd $M = -H_e$, că pentru unitatea de volum a unui eșantion:

$$W_m = -\int_0^{H_e} \mu_0 \bar{M}(\bar{H}_e)\, \mathrm{d}\bar{H}_e = -\mu_0 \frac{H_e^2}{2}. \tag{26}$$

În calcule se folosește, de obicei, mărimea $G = E - TS + PV$, numită energie liberă Gibbs. În această expresie S reprezintă entropia, E — energia internă, iar T, P, V sînt parametri cunoscuți. Astfel pentru un eșantion supraconductor, în prezența cîmpului:

$$G_s(H_e) = G_s(0) + \mu_0 \frac{V H_e^2}{2}. \tag{27}$$

În stare normală, susceptivitatea fiind, practic, neglijabilă, rezultă, pentru cîmpul critic:

$$G_n(H_e) = G_n(0). \tag{28}$$

Cele două faze, normală și supraconductoare, pot fi în echilibru termodinamic numai dacă energiile libere Gibbs sînt egale, ori, din punct de vedere fizic aceasta este posibil numai pentru cîmpul magnetic critic, adică:

$$G_n(H_c) = G_s(H_c), \tag{29}$$

această relație fiind totodată condiția care determină pe H_c, ca funcție de temperatură. Din comparația lui (27) (28) și (29) rezultă imediat:

$$G_n(0) - G_s(0) = \mu_0 \frac{V H_c^2}{2}. \tag{30}$$

Deoarece entropia este legată de energia liberă Gibbs prin relația:

$$S = -\left(\frac{\partial G}{\partial T}\right)_{p=\text{ct.}}, \tag{31}$$

prin derivarea lui (30), se obține :

$$S_n(0) - S_s(0) = -\mu_0 V H_c \frac{dH_c}{dT}. \quad (32)$$

S-a arătat anterior că $H_c(T) = H_0\left[1 - \left(\frac{T}{T_c}\right)^2\right]$, deci pentru $T = T_c$ rezultă $H_c = 0$ și la această temperatură $S_n = S_s$. Din relația (32) se vede că pentru $0 < T < T_c$, $\frac{dH_c}{dt} < 0$, în timp ce $H_c > 0$. *Deci, în lipsa cîmpului exterior entropia fazei supraconductoare este mai mică decît entropia fazei normale, ceea ce indică o mai mare ordonare a celei dintîi.* Din teorema lui Nernst se știe că entropia corpurilor pure tinde către zero pentru $T \to 0°K$. Deci, $S_n = S_s \equiv 0$ pentru $T = 0$. De asemenea, derivata cîmpului critic în raport cu T este nulă pentru $T = 0$. Entropiile fiind egale și pentru $T = T_c$, cînd $H_c = 0$, diferența lor trece printr-un extremum, la temperatura $T = \frac{T_c}{\sqrt{3}}$ (fig. 3).

Din relația (32) rezultă și valoarea căldurii latente de tranziție $Q = T(S_n - S_s)$, care este nulă în lipsa cîmpului exterior și pozitivă,

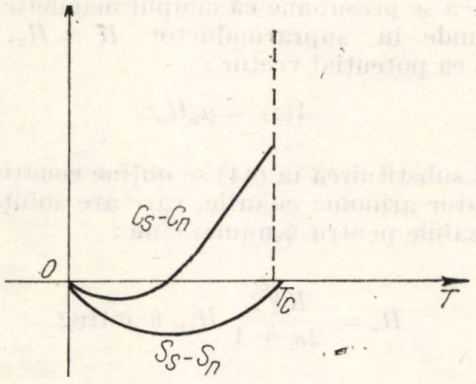


Fig. 3. Explicativă la entropia fazei supraconductoare.

pentru $H_c > 0$. *Înseamnă că la o tranziție s—n izotermă se absoarbe căldură, iar la o tranziție adiabatică are loc răcirea eșantionului.* Această constatare a sugerat *metoda obținerii unor temperaturi extrem de joase prin magnetizarea adiabatică a supraconductorilor.* Deoarece căldura specifică (capacitatea calorică) se poate exprima prin :

$$C = T\left(\frac{\partial S}{\partial T}\right)_{P=\text{ct.}},$$

rezultă din (32) prin derivare și multiplicare cu T că :

$$C_s - C_n = \mu_0 V T\left[H_c \frac{d^2H_c}{dT^2} + \left(\frac{dH_c}{dT}\right)^2\right]. \quad (33)$$

Dacă $T = T_c$, atunci $H_c = 0$ și $C_s(T_c) - C_n(T_c) = \mu_0 V T\left(\frac{dH_c}{dT}\right)^2 > 0$.

Concluziile referitoare la rezultatele de mai sus sînt exprimate grafic în figura 3, și sînt în concordanță cu observațiile experimentale. *Căldura specifică are o creștere bruscă la trecerea în stare supraconductoare.* Analiza termodinamică este adecvată modelului celor două fluide, descris, pe scurt, în partea I-a a lucrării.

Se poate arăta ușor, pe baza considerațiilor anterioare și neglijînd variațiile capacității calorice a rețelei cristaline că în expresia energiei libere a electronilor normali din metal, raportată la unitatea de volum, și anume :

$$g_n(T) = -\frac{1}{2}\gamma T^2,$$

coeficientul γ, numit constanta lui Sommerfeld, are valoarea :

$$\gamma = 2\mu_0 \frac{H_0^2}{T_c^2}, \quad (34)$$

suficient de apropiată de cea obținută experimental prin alte metode. Interpretările termodinamice bazate pe modelul celor două fluide se utilizează curent în descrierea mișcării „fluxoizilor" din supraconductorii de tip II.

5. Elemente de teoria fenomenologică a lui Ginsburg și Landau

Deși explică satisfăcător proprietățile de bază ale supraconductorilor teoria London nu poate justifica, așa cum s-a precizat, modificarea unor parametri termodinamici și electrici, odată cu variația temperaturii, a gradului de impuritate sau a grosimii eșantionului. Această teorie a fost completată de Pippard cu introducerea conceptului de lungime de coerență, de ordinul a 10^{-6} m, care corespunde domeniului în care parametrul de ordonare și funcția de undă, considerată „rigidă" de către London suferă modificări ale ordinului de mărime. Constanta λ_L este înlocuită cu mărimea :

$$\lambda = \lambda_L \sqrt{\frac{\xi_0}{\xi(l)}}, \quad (35)$$

unde l este parcursul liber mediu. Lungimea de coerență efectivă $\xi(l)$, mai exact, inversa acesteia are expresia :

$$\frac{1}{\xi(l)} = \frac{1}{\xi_0} + \frac{1}{\alpha l},$$

de unde se vede că ea scade rapid odată cu l în special, în cazul metalelor impure.

În teoria lui Ginsburg și Landau se introduce parametrul de ordonare ψ, numit și funcție de undă efectivă, care este astfel normat încît $|\psi|^2 = n_s$ — densitatea electronilor supraconductori. În conformitate cu teoria tranzițiilor de fază [3], energia liberă Gibbs a supraconductorului depinde numai de $|\psi|^2$ și pentru temperaturi apropiate de T_c poate fi exprimată prin :

$$G_s(0) = G_n + \alpha|\psi|^2 + \frac{\beta}{2}|\psi|^4, \qquad (36)$$

unde (0) înseamnă *în absența cîmpului magnetic exterior*. Această expresie este minimă pentru :

$$|\psi_0|^2 = -\frac{\alpha}{\beta}, \qquad (37)$$

iar diferența $G_s(0) - G_n$ are, în acest caz, valoarea :

$$G_s - G_n = -\frac{\alpha^2}{2\beta}. \qquad (38)$$

Presupunînd că, în apropiere de T_c :

$$\alpha(T) = (T_c - T)\left(\frac{\partial\alpha}{\partial T}\right)_{T=T_c}, \quad \beta(T) = \beta(T_c) = \beta_c \qquad (39)$$

și observînd că din (30) rezultă :

$$G_s(0) - G_n = -\frac{\alpha^2}{2\beta} = -\mu_0\frac{H_c^2}{2},$$

se obține :

$$H_c^2 = \frac{\alpha^2}{\mu_0\beta} = \frac{(T_c - T)^2}{\mu_0\beta_c}\left(\frac{\partial\alpha}{\partial T}\right)^2_{T=T_c}. \qquad (40)$$

O trăsătură esențială teoriei lui Ginsburg-Landau este dependența energiei Gibbs nu numai de termenul $\mu_0\frac{H_c^2}{2}$, dar și de un termen suplimentar legat de gradientul lui ψ. Acest termen suplimentar este :

$$\frac{1}{2m}|-ih\nabla\psi - 2e\bar{A}\,\psi|^2,$$

unde $\bar{A}$ este potențialul vector al cîmpului exterior.

Deci, se poate scrie :

$$G_s(H_e) = G_n + \mu_0\frac{H_e^2}{2} + \frac{1}{2m}|-ih\nabla\psi - 2e\bar{A}\,\psi|^2. \qquad (41)$$

Dacă se determină, prin metode variaționale, funcțiile ψ și $\bar{A}$ pentru care energia este minimă, se obțin ecuațiile cu derivate parțiale :

$$\frac{1}{2m}[-ih\nabla - 2e\bar{A}]^2\,\psi + \alpha\psi + \beta|\psi|^2\psi = 0 \qquad (42)$$

și :

$$\nabla^2\bar{A} = \frac{(2e)^2\mu_0}{m}|\psi|^2\bar{A} + \frac{ih\,2e\,\mu_0}{2m}(\psi^*\nabla\psi - \psi\nabla\psi^*). \qquad (43)$$

Considerînd pentru simplitate, cazul unidimensional, în care $\bar{H}$ este dirijat după axa y, $\bar{A}$ după axa x, iar normala pe semispațiul supraconductor infinit după axa z, se obține, în loc de (42) :

$$\frac{d^2\psi}{dz^2} = -\frac{K^2}{\lambda^2} - \frac{A^2}{2H_c^2\lambda^2\mu_0^2}\psi, \qquad (44)$$

în care s-a neglijat $|\psi|^2\psi$, presupunînd că $\psi \ll \psi_0$ și s-a notat :

$$K = \lambda^2\frac{(\sqrt{2})^3 eH_c\mu_0}{h}.$$

Dacă se presupune că cîmpul magnetic poate pătrunde în supraconductor $H = H_a$, și se alege ca potențial vector :

$$A(z) = \mu_0 H_a z,$$

după substituirea în (44) se obține ecuația unui oscilator armonic cuantic, care are soluții fizic realizabile pentru ψ numai cînd :

$$H_a = \frac{K\sqrt{2}}{2n+1}H_c, \quad n \text{ întreg}. \qquad (45)$$

Valoarea maximă pentru H_a se obține pentru $n = 0$. În cazul cînd $K > \frac{1}{\sqrt{2}}$ rezultă $H_a > H_c$, ceea ce înseamnă că în condițiile menționate poate exista în conductor un cîmp mai mare decît H_c. Acest cîmp limită este notat cu H_{c2}, iar valoarea H_c, utilizată inițial, este denumită cîmp critic termodinamic (fig. 4). Din cele de mai sus rezultă :

$$H_{c2} = K\sqrt{2}H_c. \qquad (46)$$

Ulterior Gorkov [5; 8] a completat teoria fenomenologică cu o analiză la nivelul microscopic și a dedus că :

$$K = \frac{\lambda}{\xi} \simeq \frac{\lambda_L(0)}{\xi_0},$$

unde $\lambda_L(0)$ este adîncimea de pătrundere London, iar ξ_0, lungimea de coerență introdusă de Pippard și egală cu :

$$\xi_0 = a \frac{h v_F}{k_B T_c},$$

expresie în care apare viteza electronilor la suprafața Fermi, constanta lui Boltzmann,

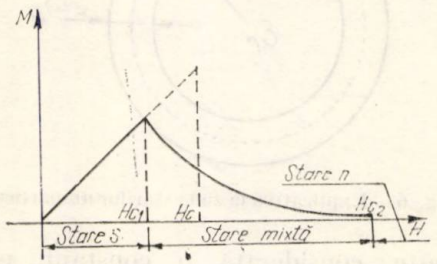


Fig. 4. Explicativă la cîmpul critic termodinamic.

temperatura critică și constanta a cuprinsă între 0,2 și 1. Analiza termodinamică elementară a stării în care cîmpul pătrunde parțial în supraconductor, considerată ca stare de vîrtejuri (fluxoizi), duce la concluzia [4] că pătrunde rea cîmpului în supraconductor începe de la valoarea :

$$H_{c1} \simeq \frac{\xi}{\lambda} H_c. \qquad (47)$$

Făcînd abstracție de factorul $\sqrt{2}$, datorită multor ipoteze simplificatoare în care s-au dedus relațiile, se poate scrie, cu (46) și (47) relația :

$$H_{c1} H_{c2} \simeq H_c^2. \qquad (48)$$

Cu ajutorul parametrilor introduși, supraconductorii se consideră de tip I cînd $\lambda_L(0) \ll \xi_0$ și de tip II cînd $\lambda_L(0) \gg \xi_0$. S-a arătat în partea I-a a lucrării că ξ_0 corespunde dimensiunilor perechilor Cooper, considerate în teoria microscopică.

6. Teoria microscopică BCS

O dificultate majoră în elaborarea unui model simplificat, la nivel microscopic, al mecanismului supraconductivității a fost diferența extrem de mică a energiilor celor două faze, circa 10^{-8} eV pe atom, față de energia Fermi a electronilor de conducție normali care este 10—20 eV. O altă dificultate este saltul tranziției de fază care se efectuează complet în intervalul de 10^{-3}—10^{-5} °K. Înseamnă că trebuie considerată o asemenea interacțiune a electronilor care leagă un mare număr de electroni (corelație puternică, corespunzînd unei variații rapide de stare), astfel încît energia sistemului să difere foarte puțin de energia stării normale.

În introducere la partea I s-au prezentat principiile generale ale teoriei BCS, și anume asocierea în perechi a electronilor, avînd impulsurile și spinii în opoziție și comportarea ansamblului ca un sistem de particule Bose, care tinde către o stare cuantică unică.

În continuare, se prezintă cîteva detalii în legătură cu cauzele ce produc asocierea în perechi. O observație experimentală care a stimulat dezvoltarea teoriei microscopice a fost așa-numitul *efect izotopic*. Efectul izotopic, exprimat prin relația $M^{1/2} T_c = \text{constant}$, unde M este masa atomică a izotopului, arată că rețeaua cristalină contribuie la apariția supraconductibilității. Electronul, deplasîndu-se în rețea, produce o slabă perturbare a acesteia (redistribuire a sarcinilor), iar rețeaua acționează la rîndul ei asupra electronului ca urmare a apariției unor forțe electrostatice. Mișcarea oscilatorie a rețelei este cuantificată prin intermediul fononilor de energie $\hbar\omega_q$, aceasta rezultînd din considerente elementare de mecanică cuantică. Singură, această interacțiune nu explică satisfăcător efectul izotopic și numai în 1957 Bardeen, Cooper și Schrieffer au formulat ipoteza că interacțiunea fundamentală este aceea a perechilor de electroni prin intermediul fononilor virtuali. Conform figurii 5 are

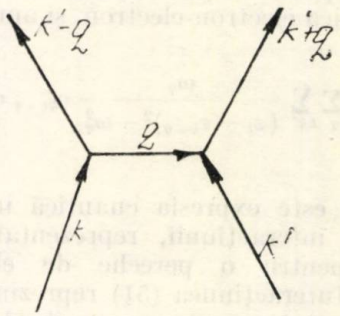


Fig. 5. Explicativă la fenomenul de împrăștiere a perechilor de electroni.

loc un proces de împrăștiere, în care energia poate să nu se conserve, deoarece procesul de emisie a fononului este virtual, iar principiul de nedeterminare permite ca în timpul de viață foarte scurt al fononilor să nu se țină seamă de legea conservării energiei pe durata interacțiunii. În acest caz, natura interacțiunii electron-electron depinde de valorile relative ale modificării energei electronului , pe de o parte, și a energiei $\hbar\omega_q$, pe de altă parte. Dacă aceasta din urmă depășește variația energiei electronului, interacțiunea corespunde atracției. Aceasta arată că fluctuațiile sarcinii rețelei sînt astfel că unul din electroni apare înconjurat de o sarcină pozitivă de ecranare, care depășește în valoare absolută sarcina sa proprie, iar celălalt electron este atras de sarcina pozitivă rezultantă.

Postulatul de bază al teoriei BCS constă în a admite că supraconductibilitatea apare atunci cînd o astfel de interacțiune atractivă, apărută datorită schimbului de fononi, este mai puternică decît cea obișnuită de respingere coulombiană.

În reprezentarea numerelor de particule (de ocupare) interacțiunea electron-fonon se descrie prin hamiltonianul :

$$H' = i \sum_{kq} D_q \, c^+_{k+q} \, c_k (a_q - a^+_{-q}) = \sum_{\kappa} H'_k, \quad (49)$$

în care a_q și a^+_q sînt operatorii de anihilare, respectiv de generare a bosonilor (fononi), iar D_q sînt constante (care în primă aproximație nu depind de q). Se folosesc în timpul calculelor unități convenționale în care se consideră $h = 1$ (c și c^+ sînt operatorii Fermi).

Hamiltonianul complet al sistemului de electroni și fotoni este :

$$H = H_0 + H' = \sum_q \omega_q a^+_q a_q + \sum_k \varepsilon_k c^+_k c_k + \\ + iD \sum_{kq} c^+_{k+q} c_k (a_q - a^+_{-q}). \quad (50)$$

De aici, după cîteva transformări canonice [4 ; 5] se poate obține termenul, care descrie interacțiunea electron-electron, și anume :

$$H'' = D^2 \sum_q \sum_{kk'} \frac{\omega_q}{(\varepsilon_k - \varepsilon_{k-q})^2 - \omega_q^2} \, c^+_{k'+q} \, c_{k'} \, c^+_{k-q} \, c_k. \quad (51)$$

Aceasta este expresia cuantică în reprezentare n a interacțiunii, reprezentată în mod sugestiv pentru o pereche de electroni în figura 5. Interacțiunea (51) reprezintă atracție (este negativă) pentru energii de excitație primite ce îndeplinesc inegalitatea :

$$|\varepsilon_{k\pm q} - \varepsilon_k| < \omega_q. \quad (52)$$

În ipoteza că într-un supraconductor predomină atracția, atunci :

$$\varepsilon_F - \omega_D < \varepsilon_k$$

și concomitent :

$$\varepsilon_{k\pm q} < \varepsilon_F + \omega_D,$$

ceea ce arată că zona stărilor, uniparticulară în spațiul κ, corespunde unei porțiuni (coji sferice), de grosime $2\omega_D$, figura 6 avînd ca rază medie ε_F energia la suprafața Fermi.

ω_D reprezintă energia Debye a supraconductorului. În aceste condiții interacțiunea electron-electron se exprimă mai simplu sub forma :

$$H'' = - V \sum_q \sum_{kk'} c^+_{k'+q} \, c_{k'} \, c^+_{k-q} \, c_k, \quad (53)$$

unde c_k și c^+_k sînt operatorii de anihilare, respectiv generare a fermionilor electronici, iar suma este luată numai pentru valorile lui q ce îndeplinesc inegalitățile amintite, referitoare la ε_k, $\varepsilon_{k\pm q}$.

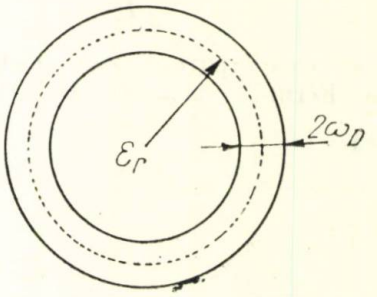


Fig. 6. Explicativă la zona stărilor uniparticulă.

V este considerată o constantă pozitivă. Analiza expresiei (53) necesită calcule complicate de mecanică cuantică.

Pentru descrieri calitative se pot folosi reprezentări grafice intuitive, ca cea din figura 5 sau din figura 7, în care K_F reprezintă impulsul electronilor pe sfera Fermi, iar $\delta = h\omega_D$. Deoarece în urma interacțiunii impulsul total se păstrează, atunci :

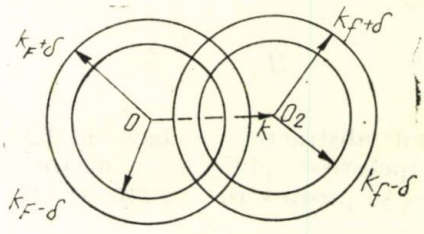


Fig. 7. Explicativă la impulsul electronilor pe sfera Fermi.

$$\overline{K}_1 + \overline{K}_2 = \overline{K}'_1 + \overline{K}'_2 = \overline{K}, \quad (54)$$

iar toate perechile *legate* trebuie să aibă un același impuls total, fapt demonstrat de Cooper. Valorile posibile pentru K_1 și K_2 care verifică relația (54) și care se află în stratul subțire de grosime 2δ corespund zonelor de intersectare din diagrama prezentată în figura 7. Rezultă că, volumul spațiului impulsurilor, în care se pot forma perechi Cooper are un maximum foarte pronunțat pentru $K = 0$. Așadar, cel mai mare număr de treceri posibile are loc pentru o astfel de cuplare în care impulsul total perechii este egal cu zero. Energia acestei stări este mai mică decît energia stării normale cu valoarea $\mu_0 \frac{H_0^2}{2}$ pe unitatea de volum, în cazul cînd supraconductorul are temperatura 0°K. Un rezultat esențial al analizei efectuată de Cooper și ulterior de autorii teoriei BCS este instabilitatea ansamblului de fermioni (electroni), în raport cu formarea perechilor legate, instabilitate ce duce la distrugerea perechilor la

temperaturi $T > T_c$, pe de o parte, iar pe de altă parte, la o mare densitate a perechilor pentru $T < T_c$.

Dacă se ia ca referință (zero) energia stării normale de bază la 0°K, atunci energia stării supraconductoare de bază are expresia :

$$W(0) = -\frac{2\,N(0)(h\,\omega_q)^2}{\exp\,[2/N(0)V] - 1},$$

în care $N(0)$ este densitatea de stare a electronilor normali (numărul mediu al acestora în starea de bază).

Deoarece $N(0)V \simeq 0{,}3$, numitorul are valoarea de ordinul lui e^7. Efectul izotopic rezultă din numărătorul expresiei, căci :

$$\mu_0 \frac{H_0^2}{2} = W(0) \sim (h\,\omega_q)^2 \sim (K_B\theta)^2 \sim M_{\text{ion}}^{-1},$$

pentru un grup de izotopi $H_0 \sim T_c$, astfel că :

$$T_c \sim M_{\text{ion}}^{-1/2}.$$

Teoria microscopică BCS explică corect nu numai energia stării fundamentale, dar și existența benzii interzise. Se admite pentru simplificare că energia stării s se datorează în întregime corelării între perechile Cooper și că elementele de matrice ale tranziției de stare au aceeași valoare nenulă pozitivă V numai pentru electroni în starea K, cu energia :

$$|\,\varepsilon_k\,|,\ |\,\varepsilon_{k'}\,| \leqslant h\omega_q. \tag{55}$$

Dacă se notează cu h_k probabilitatea ca stările $\bar{K}$ și $-\bar{K}$ să fie ocupate de o pereche și $1 - h_k$ aceea de a fi libere, energia stării fundamentale la 0°K se exprimă prin :

$$W(0) = \sum_k 2\,\varepsilon_k h_k - V \sum_{kk'} [h_k(1 - h_{k'})\,h_{k'}(1 - h_k)]^{1/2}. \tag{56}$$

Prin k' s-a notat starea în care perechea trece din starea anterioară k, trecere descrisă de matricea cu elemente $V'_{kk} = V$.

Contribuția unei singure stări $\bar{K}$, $-\bar{K}$ la energia $W(0)$ este :

$$W_k = 2\,\varepsilon_k h_k - 2\,V \sum_{k'} [(1 - h_{k'})\,h_{k'}]^{1/2}. \tag{57}$$

Pentru 0°K starea de excitație minimă corespunde desfacerii unei perechi și trecerii unui electron în altă stare. Energia de condensație scade cu W_k. Primul termen din (57) poate fi oricît de mic, cel de-al doilea însă este finit pentru orice $\bar{K}$. Aceasta este motivul pentru care starea de minimă excitație este separată de starea fundamentală printr-o bandă interzisă. Această bandă are lărgimea :

$$2\,\varepsilon\,(0) \simeq 4\,h\omega_q\,e^{-\frac{1}{N(0)V}}. \tag{58}$$

În privința efectului Meissner-Ochsenfeld, teoria microscopică pornind de la ideea lui London asupra *rigidității* funcției de undă a perechilor Cooper stabilește, prin calcul, cu ajutorul teoriei perturbațiilor dependente de timp modificarea interacțiunii în cîmpuri slabe, de joasă frecvență. Deoarece operatorul densității de curent este format din două componente :

$$J_P(\bar{r}) = \frac{e}{2m} \sum_{kq} c^+_{k+q}\,c_k\,e^{-i\bar{q}\bar{r}}\,(2\,\bar{k} + \bar{q}),$$

$$J_D(\bar{r}) = -\frac{e}{2\,m} \sum_{kq} c^+_{k+q}\,c_k\,e^{-i\bar{q}\bar{r}}\,\bar{A}\,(\bar{r}), \tag{59}$$

numite densitate paramagnetică, respectiv diamagnetică, din analiza teoretică, rezultă că în starea supraconductoare, cu perechi corelate, nu are loc o compensare totală a celor două tipuri de curent, în cazul cîmpului de frecvență scăzută, ceea ce implică la scara macroscopică diamagnetismul perfect.

La limită, aceasta revine a considera în expresia London :

$$\langle \bar{J} \rangle = -\frac{ne}{m}\left\langle \bar{p} + \frac{e\bar{A}}{c} \right\rangle, \tag{60}$$

așa cum a propus însuși London, componenta paramagnetică $\left\langle -\frac{ne}{m}\,\bar{p} \right\rangle$ egală cu zero, condiderînd *rigidă* funcția de undă. În starea normală termenul $\langle p \rangle$ compensează termenul $\left\langle \frac{e\bar{A}}{c} \right\rangle$ cu mare exactitate, rezultînd doar un diamagnetism slab, caracteristic, materialelor pure.

Bibliografie

[1] *Pușcașu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, partea I-a, În : E.E.A. — Electrotehnica, **25**, nr. 1, 1977, p. 1.

[2] *Rose Innes, A.C., Rhoderik, E.H.* Introduction to superconductivity, Oxford, Pergamonn Press, 1969.

[3]. *Landau, L., Lifșitz E.* Phisique statistique. Moscova Ed. Mir, 1967.

[4] *Kittel, Ch.* Quantum theory of solids. New-York, John Wiley, 1963.

[5] *Schrieffer, J.* Teoria sverhprovodimosti (trad. din l. engleză). Moscova, 1970.

[6] *Lynton, E.A.* Superconductivity. London, Methuen, 1969.

[7] *Parsch, C.P.* Supraleiter und supraleitenden Magnet. Munchen, Siemens Aktiengesellschaft, Berlin, 1975.

[8] *Schaffernak, A.F.* Beitrag zum technischen Vorständonis der phänomelogischen Supraleitung theorien, Teil I. In : Elektrotechnik und Maschinenbau, 1975, März, Heft 3, p. 103 — 113.

Intrat în redacție la 10.I.1977

CZ 621.314.2

TIRISTOARE
REDRESOARE COMANDATE

Observaţii asupra funcţionării unui redresor reversibil monofazat, cu punct median, alimentat de la acelaşi secundar

ALEXANDRU SATRAN * — Bucureşti

Introducere

Acţionarea electrică reglabilă cu motoare de curent continuu, alimentate pe indus cu o tensiune variabilă dată de un redresor comandat cu tiristoare, este considerată şi astăzi ca o soluţie optimă într-o gamă largă de utilizări [1]. Astfel de acţionări reglabile se folosesc şi la avansurile maşinilor-unelte.

În general, pentru o acţionare reversibilă la puteri de $0{,}1 \div 1$ kW, se consideră că este optim atît din punct de vedere al utilizării motorului, cît şi din punct de vedere al complexităţii schemei de comandă [2], alegerea schemei cu două redresoare monofazate cu punct median, antiparalel, alimentate de la acelaşi transformator (fig. 1). Aceeaşi schemă de redresor comandat a fost folosită şi la „Acţionarea electrozilor instalaţiei de retopire a oţelurilor sub strat de zgură de 10 t" [3].

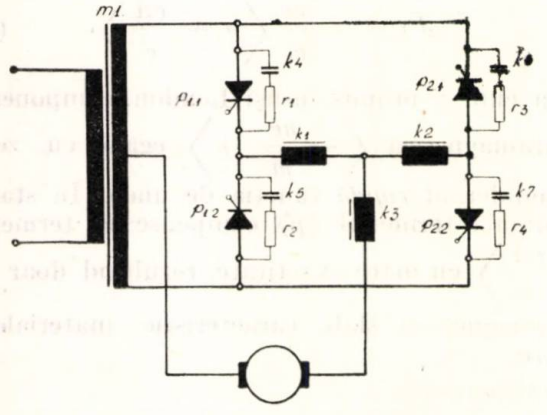


Fig. 1. Schema unei acţionări reversibile folosind un redresor comandat monofazat, antiparalel, cu punct median, alimentat de la secundarul aceluiaşi transformator.

1. Descrierea schemei

Tiristoarele *1* şi *2* din cele două redresoare sînt comandate simultan, astfel încît cele două redresoare să aibă la ieşire o tensiune cu aceeaşi valoare medie. Valorile instantanee ale tensiunilor sînt însă diferite, astfel că în schemă apar curenţi de circulaţie, care sînt limitaţi la 10% din valoarea curentului nominal de inductanţele fără întrefier k_1 şi k_2. Inductanţele se saturează însă pentru curenţi mai mari decît cei de circulaţie. Inductanţa k_3 limitează ondulaţia curentului rotoric. Condensatorii $k_4 \div k_7$ şi rezistenţele $r_1 \div r_4$ asigură protecţia tiristoarelor la supratensiuni.

Comanda redresoarelor comandate $p_{1\cdot1}$, $p_{1\cdot2}$ şi, respectiv $p_{2\cdot1}$, $p_{2\cdot2}$, se face astfel ca suma unghiurilor de comandă pe grupe de tiristoare $\alpha_{1\cdot2} + \alpha_{2\cdot1} = 180°$el şi respectiv $\alpha_{1\cdot1} + \alpha_{2\cdot2} = 180°$el (s-a notat cu $\alpha_{1\cdot1}$, $\alpha_{1\cdot2}$, $\alpha_{2\cdot1}$, $\alpha_{2\cdot2}$ unghiul de comandă al tiristoarelor $p_{1\cdot1}$, $p_{1\cdot2}$, $p_{2\cdot2}$). Curenţii de circulaţie au valoarea maximă pentru acest tip de schemă [4] la un unghi de comandă $\alpha = 90°$el. Valoarea curenţilor de circulaţie poate fi micşorată deplasînd unghiul de comandă, astfel încît suma unghiurilor $\alpha_{1\cdot2} + \alpha_{2\cdot1}$ sau $\alpha_{1\cdot1} + \alpha_{2\cdot2}$ să fie mai mare de 180°el (fig. 2).

În această situaţie intersecţia caracteristicilor sistemului de comandă pe grilă se face, de exemplu, la 110°el. (fig. 2). Curenţii de circulaţie ajung, în aceste condiţii şi pentru dimensiuni rezonabile ale inductanţelor de limitare k_1, k_2, la circa 10% din valoarea curenţilor de circulaţie.

Schema funcţionînd la puteri mici, curenţii de circulaţie au aproximativ valoarea curenţilor de menţinere în conducţie a tiristoarelor, sau cel mult de cinci ori mai mare. De exemplu, o acţionare de 2 kW, cu un motor alimentat pe indus

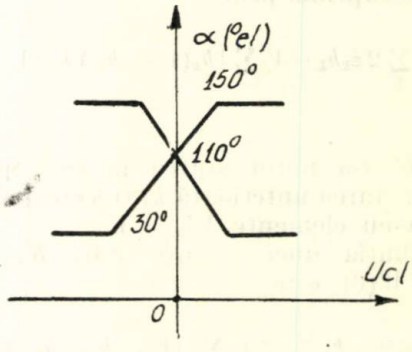


Fig. 2. Caracteristica sistemului de comandă pe grilă.

cu o tensiune de 200 V, are valoarea curentului nominal $I_n = 10$ A. În aceste condiţii, curentul de circulaţie se limitează la 1 A, adică 10% din curentul nominal şi este de circa patru ori mai mare decît curentul de menţinere a tiristoarelor ce se folosesc la puterea de mai sus.

* Ing. *Al. Satran* este cercetător la Institutul de cercetare pentru industria electrotehnică I.C.P.E. — Bucureşti.

2. Analiza fenomenului de comutaţie forţată

Ţinînd seamă de grupurile RC de protecţie, peste fenomenul de comutaţie de la reţea apare şi o comutaţie forţată, care deformează funcţionarea redresorului în jurul unghiului de comandă $\alpha = 90°$el. Pentru exemplificare să luăm cazul în care $p_{1\cdot1}$ începe să conducă la un unghi α cu puţin mai mic de 90°el (fig. 3).

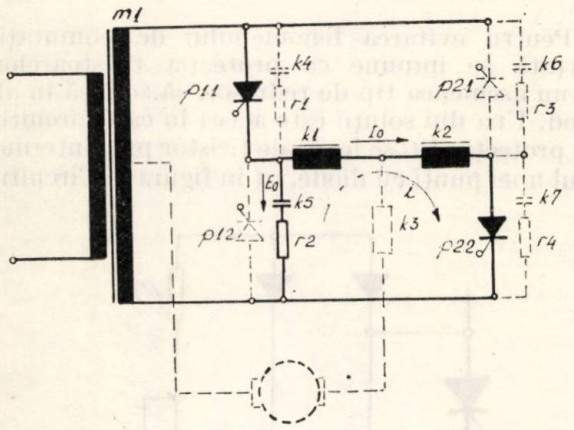


Fig. 3. Schemă în care se pune în evidenţă circuitul de comutaţie forţată.

Situaţia fiind considerată în regim staţionar, prin inductanţele k_1 şi k_3 va circula un curent de sarcină de valoare mică, principal fiind curentul de circulaţie prin inductanţele k_1 şi k_2. Condensatorul k_5 se încarcă, practic instantaneu, la valoarea tensiunii de la bornele secundarului transformatorului m_1. La un unghi cu puţin mai mare de 90°el se aprinde tiristorul $p_{2\cdot2}$. Inductanţele k_1, k_2, condensatorul k_5 şi rezistenţa r_2 formează în acest moment un circuit oscilant serie. În ipoteza simplificatoare că neglijăm curentul de sarcină şi ţinem cont numai de curentul de circulaţie, ecuaţia circuitului oscilant este :

$$Ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}\int i\,\mathrm{d}t = 0, \qquad (1)$$

cu condiţiile iniţiale (se consideră $t = 0$ în momentul cînd se aprinde $p_{2\cdot2}$) ;

$$\left.\begin{aligned} i &= I_0 \\ e_c &= E_0 \end{aligned}\right\} t = 0,$$

unde :

i este curentul în ochiul studiat, L — valoarea inductanţei k_1 şi k_2, C — valoarea condensatorului k_5, R — rezistenţa r_2, I_0 — valoarea curentului de circulaţie la momentul $t = 0$, iar E_0 — valoarea tensiunii la care s-a încărcat condensatorul la momentul $t = 0$. Folosind transformata Laplace, ecuaţia (1) devine :

$$RI(s) + sLI(s) - LI_0 + \frac{1}{sC}I(s) - \frac{E_0}{s} = 0,$$

$$I(s) = \frac{\dfrac{E_0}{L} + sI_0}{s^2 + \dfrac{R}{L}s + \dfrac{1}{LC}}.$$

Transformata inversă este :

$$i(t) = \frac{E_0}{L}e^{-\alpha t}\sin\omega t - I_0\frac{\omega_0}{\omega}e^{-\alpha t}\sin(\omega t - \varphi), \qquad (2)$$

unde :

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC},\quad \alpha = \frac{R}{2L},\quad \omega^2 = \omega_0^2 - \alpha^2,\quad \varphi = \operatorname{arctg}\frac{\omega}{\alpha}.$$

Forma curentului este dată în figura 4.

Curentul oscilant *3*, care apare în circuitul din figura 3 este, conform expresiei (2), format din două componente : o componentă *1*, datorită energiei acumulate în inductanţele k_1 şi k_2 de

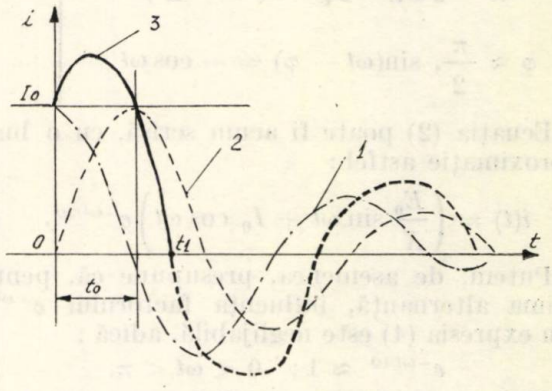


Fig. 4. Curentul în circuitul oscilant din figura 3.

curentul de circulaţie I_0 şi o a doua componentă *2*, datorită energiei acumulate în condensatorul k_5 de tensiunea E_0. Prin rezistenţa r_2 din circuit, oscilaţia de curent este amortizată. De fapt, oscilaţia de curent *3* are frecvenţa ω, dedusă în ecuaţia (2) numai pînă la momentul $t = t_1$, deoarece în acest circuit oscilant curentul nu-şi poate inversa semnul. După momentul $t = t_1$ configuraţia circuitului oscilant se modifică.

Pentru studiul funcţionării redresorului din figura 1, în jurul punctului de reversare a tensiunii, comportarea circuitului oscilant interesează pînă în momentul $t = t_1$. La $t = 0$ curentul debitat de tiristorul $p_{1\cdot1}$ este preluat de circuitul oscilant. În plus, peste acest curent mai apare o componentă datorită energiei inmagazinată în condensatorul k_5. În aceste condiţii tiristorul $p_{1\cdot1}$ se va stinge.

Putem spune, deci, că stingerea tiristorului $p_{1\cdot1}$ se produce atît din cauza tensiunii inverse care se aplică la bornele sale, cît și a preluării curentului prin $p_{1\cdot1}$ de circuitul oscilant. Dacă timpul t_0 (fig. 4) este mai mare decît cel necesar pentru refacerea capacității de blocare a tiristorului, atunci tiristorul va rămîne blocat pînă la apariția următorului impuls de comandă. În cazul în care comanda tiristorului se face cu un singur impuls de scurtă durată și nu cu tren de impulsuri sau cu impuls de lungă durată, tiristorul va rămîne blocat pînă la următorul impuls, care se repetă la un interval egal cu 2π radiani de cel anterior.

Intervalul de timp, t_0, poate fi calculat, în ipoteza simplificatoare, din ecuația (2). Presupunînd că pierderile în circuit sînt relativ mici, atunci $\omega_0 \gg \alpha$. În aceste condiții sînt valabile următoarele aproximații:

$$\left.\begin{aligned} &\omega_0 \approx \omega, \\ &X = \sqrt{\frac{L}{C}} \approx \omega L \approx \frac{1}{\omega C}, \\ &\frac{\alpha}{\omega} = \frac{R}{2\omega L} \approx \frac{I}{2Q}, \quad \left(Q = \frac{X}{R}\right) \\ &\varphi \approx \frac{\pi}{2}, \ \sin(\omega t - \varphi) = -\cos\omega t \end{aligned}\right\} \vdots \quad (3)$$

Ecuația (2) poate fi acum scrisă, cu o bună aproximație astfel:

$$i(t) = \left(\frac{E_0}{X}\sin\omega t + I_0\cos\omega t\right)e^{-\omega t/2Q}. \quad (4)$$

Putem, de asemenea, presupune că, pentru prima alternanță, influența factorului $e^{-\omega t/2Q}$ din expresia (4) este neglijabilă, adică:

$$e^{-\omega t/1Q} \approx 1; \quad 0 < \omega t < \pi. \quad (5)$$

Pe baza ipotezelor simplificatoare (3) și (5), intervalul de timp t_0 se calculează cu o bună aproximație din expresia (6):

$$t_0 \approx \sqrt{LC}\ \text{arc tg}\ \frac{I_0^2 - \dfrac{E_0^2}{X^2}}{\dfrac{2EI_0}{X}}. \quad (6)$$

Revenind la exemplul prezentat în articol, putem da următoarele valori practice pentru elementele de circuit din figura 3:

$P = 2$ kW, $k_5 = 1\ \mu$F, $Q = \dfrac{X}{R} \approx 21.$

$E_0 = 300$ V, $r_2 = 47\ \Omega$,

$I_0 = 1$ A, $k_1 + k_2 = 1$ H,

Intervalul de timp, t_0, se calculează conform espresiei (6) și rezultă, pentru acest caz practic, $t_0 \approx 1$ ms.

Este evident că, în aceste condiții tiristorul $p_{1\cdot1}$ din figura 3 are suficient timp ca să-și recapete starea de blocare. Tiristorul $p_{2\cdot2}$ se va stinge și el cînd curentul din circuitul oscilant își va schimba semnul, adică la $T/2$ din perioada de oscilație a circuitului din figură. După aceasta, configurația circuitului oscilant se modifică, ceea ce nu prezintă însemnătate.

3. Concluzii

Pentru evitarea fenomenului de comutație forțată se impune ca protecția tiristoarelor, la un asemenea tip de redresor, să se facă în alt mod. Una din soluții este aceea în care circuitul de protecție RC se leagă de tiristor prin intermediul unei punți cu diode, ca în figura 5. Circuitul

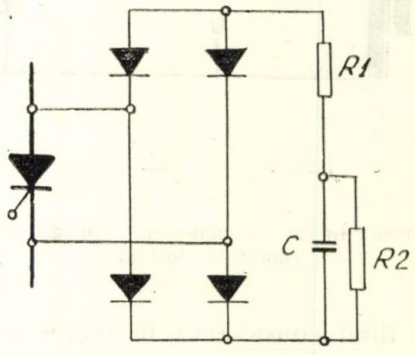


Fig. 5. Dispozitiv de protecție al tiristorului cu punte cu diode.

de protecție RC este format din rezistența R_1 și condensatorul C. Deoarece prin intermediul punții de diode se evită descărcarea condensatorului în circuitul de forță și, deci, apariția fenomenelor de comutație forțată, s-a introdus rezistența R_2 care asigură descărcarea condensatorului cu o constantă de timp dorită. Această soluție este sigură și economică. Orice alte metode de protecție sînt mai scumpe. Nici chiar dacă s-ar mări durata impulsurilor de comandă pe poartă a tiristoarelor, nu se poate scăpa de fenomenul nedorit de comutație forțată care apare la acest tip de schemă.

Bibliografie

[1] *Garabet, T., Bivol, I., Neagu, G.* Utilizarea redresoarelor comandate în acționări electrice. București, Editura tehnică, 1976.

[2] *Ursescu, Boincaner, L.* Acționarea electrică reglabilă a avansurilor la mașini-unelte. Conferința electricienilor, 1969.

[3] *Zăroni, R., Satran, Al.* Echipament electric pentru cuptor de retopire cu electrod consumabil sub zgură, de 10 tone. Echipament de acționare, reglare și protecție pentru avansul electrozilor cuptorului de retopire. I.C.P.E. — 314/73, faza 3.5.

[4] *Möllgen, G.* Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea. București, Editura tehnică, 1970.

Intrat în redacție la 19.I.1977.

CZ 621.372.4 : 538.551.23

CIRCUIT ELECTRIC NELINIAR
CALCULATOR NUMERIC
ELEMENT DIPOL
REGIM TRANZITORIU

Simularea şi calculul circuitelor electrice neliniare în regim tranzitoriu pe calculatorul numeric

MIHAI IORDACHE, ADRIAN CIUBOTARIU, MIRCEA GEORGESCU * — Bucureşti

Introducere

În proiectarea, construcţia şi utilizarea circuitelor electrice prezintă o deosebită importanţă calculul regimului tranzitoriu, deoarece în acest regim pot apare valori ale curenţilor şi tensiunilor mult peste valorile nominale prescrise ale elementelor de circuit, valori ce pot duce la deteriorarea acestor elemente.

De asemenea, studiul regimului tranzitoriu în maşinile şi aparatele electrice constituie un obiectiv de primă importanţă practică, întrucît cunoaşterea valorilor curenţilor şi tensiunilor în acest regim permite proiectarea corespunzătoare a instalaţiilor de protecţie, care trebuie să acţioneze prompt şi eficient în cazul regimurilor de avarie, precum şi alegerea corespunzătoare a dimensiunilor izolaţiei şi materialelor active.

Aşa cum se arată şi în literatură [1—18], calculul regimului tranzitoriu al unui circuit electric neliniar cu sau fără surse comandate şi de o complexitate rezonabilă este foarte dificil de efectuat manual, cu excepţia unor cazuri cu totul particulare. De aceea, este strict necesară utilizarea calculatorului numeric pentru calculul circuitelor electrice şi electronice neliniare sau liniare complexe în regim tranzitoriu.

Pe plan mondial, există de cîţiva ani, o preocupare permanentă a specialiştilor în fundamentarea teoriei sistemelor neliniare, în general şi în particular, a circuitelor electrice neliniare. Această afirmaţie este confirmată de numeroasele lucrări ce apar în ultimul timp în revistele de specialitate.

În mare, problemele care apar în simularea şi calculul circuitelor electrice neliniare în regim tranzitoriu pe calculatorul numeric, sînt :

— introducerea datelor de intrare şi în mod deosebit a caracteristicilor elementelor neliniare ;

— alegerea celei mai eficiente metode de interpolare a caracteristicilor elementelor neliniare determinate experimental ;

— simularea surselor comandate şi a bobinelor cuplate magnetic cu scheme echivalente cu elemente dipolare ;

— utilizarea unui algoritm simplu de formare şi scriere a ecuaţiei de stare a circuitului studiat sub formă normală, care să minimalizeze numărul de ecuaţii funcţionale neliniare ce trebuie rezolvate la fiecare pas de integrare ;

— selectarea, dacă este cazul, a celei mai exacte metode de derivare numerică pentru calculul inductivităţilor şi capacităţilor dinamice ale bobinelor şi respectiv condensatoarelor neliniare, ale căror caracteristici de latură sînt date prin puncte determinate experimental ;

— folosirea celei mai exacte şi eficiente tehnici de integrare a ecuaţiei de stare ;

— posibilitatea extragerii datelor de ieşire sub o formă cît mai convenabilă şi accesibilă utilizatorului.

Există mai multe programe de simulare a circuitelor electrice neliniare, şi anume : ECAP [15], NET—1 [2], TAP [2], AEDNET [17] şi altele. Aceste programe se deosebesc, în principal, prin : alegerea setului de variabile de stare ; reprezentarea elementelor neliniare de circuit ; scrierea şi formularea ecuaţiei de stare ; integrarea ecuaţiei de stare etc.

În centrele de calcul din R.S.R. există două programe de simulare şi calcul al circuitelor în regim tranzitoriu : ECAP 1 (Electronic Circuit Analysis Program) [15] şi CSMP (Continous System Modelling Program) [16]. ECAP 1 admite circuite cu elemente neliniare, în care sursele de tensiune şi curent independente variabile în timp pot fi date prin tabele, în care se specifică valorile în cel mult 20 de momente de timp. Programul CSMP calculează regimul tranzitoriu cu ajutorul unei metode numerice de tip Adams sau Runge-Kutta. Programul ECAP 1 scrie automat ecuaţiile circuitului analizat, a cărui descriere se face prin cartele de date cu o structură foarte simplă. Programul CSMP necesită scrierea de către utilizator a ecuaţiilor circuitului examinat.

Dintre algoritmele de simulare a circuitelor electrice neliniare, pe calculator, algoritmul Chua-Rohrer (C—R), [2, 3, 5, 6] şi algoritmul Desoer-Katzenelson-Stern (D—K—S), [2, 8, 10, 17] sînt cele mai complete şi cele mai eficiente. Aceste algoritme permit ca circuitul simulat să conţină atît surse ideale de tensiune şi curent independente, cît şi surse ideale de tensiune şi curent comandate liniare sau neliniare.

* Ing. *M. Iordache* este asistent la Catedra de electrotehnică II la Inst. politehnic — Bucureşti, iar *A. Ciubotariu şi M. Georgescu*, studenţi la acelaşi institut.

În cele ce urmează se va prezenta un program complet de calcul, atît al circuitelor electrice neliniare, cît și a acelor liniare în regim tranzitoriu pe calculatorul românesc FELIX C—256, în limbaj FORTRAN IV. Programul se bazează pe algoritmul de formare și scriere a ecuației de stare pentru circuitele electrice neliniare cu surse comandate neliniare (liniare) și elemente în exces, prezentată în [7]. Acest algoritm are avantajul, față de algoritmul D—K—S, că necesită soluționarea unui singur sistem algebric neliniar la fiecare pas de integrare, iar față de algoritmul C—R prezintă avantajul că nu necesită calculul a două matrice jacobiene. De asemenea, prin definirea ca variabile de stare a tensiunilor condensatoarelor ramuri u_{Ca} și a curenților bobinelor coarde i_{Lc} algoritmul respectiv permite o mai simplă exprimare a celorlalte mărimi. Ca un dezavantaj al acestui algoritm [7], în comparație cu celelalte, ar fi faptul că necesită calculul inductivităților și capacităților dinamice ale bobinelor și condensatoarelor neliniare, care implică utilizarea unei metode de derivare numerică. Dacă relațiile $\Phi - i$ și $q - u$ ale bobinelor și respectiv ale condensatoarelor neliniare sînt exprimate analitic, problema calculului inductivităților și respectiv capacităților dinamice se face direct fără nici o dificultate.

Programul, descris în cele ce urmează, încearcă să răspundă cît mai exact la problemele enunțate mai sus. El permite introducerea caracteristicilor elementelor neliniare atît analitic, cît și tabelar, precum și prezența în circuitul analizat a surselor liniare (neliniare) comandate de orice fel și a bobinelor cuplate magnetic.

Descrierea programului

Dimensiunile tablourilor folosite în program au fost luate în conformitate cu numărul de laturi și noduri pe care le are circuitul studiat, în cazul prezentului program 40 laturi, respectiv 20 noduri. Dacă circuitul examinat depășește acest număr de noduri sau de laturi, se modifică corespunzător dimensiunile tuturor tablourilor.

Deoarece la calculatorul românesc FELIX C—256 numai 42 ko din memoria centrală sînt disponibili utilizatorului, s-a urmărit să se utilizeze rațional și eficient întreaga memorie a calculatorului, divizînd programul în 11 segmente.

Structura arborelui corespunzător celor 11 segmente este prezentată în figura 1, iar în figura 2 este prezentată structura fiecărui segment și conexiunile dintre ele.

Pentru găsirea arborelui normal comun, în sensul lui Bryant, corespunzător grafelor de curent G^I și de tensiune G^U și pentru determinarea matricelor incidențelor esențiale **A**, respectiv **β** corespunzătoare celor două grafe, s-au folosit metoda și programul expuse în [18].

Descrierea segmentelor

S_1 — programul principal;

S_2 — introduce datele de intrare cu subrutinele :

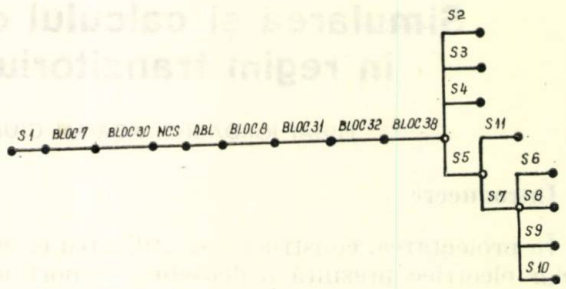


Fig. 1. Structura arborelui celor 11 segmente.

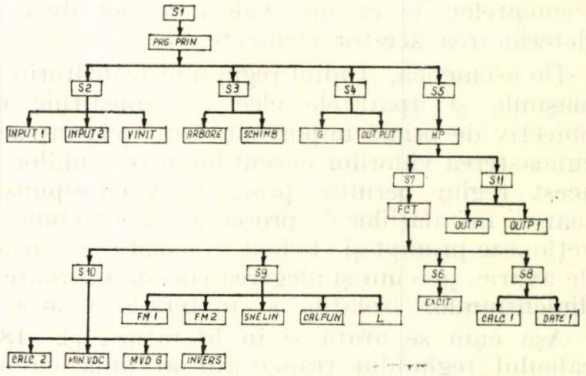


Fig. 2. Structura pe subrutine a fiecărui segment.

a. INPUT1, care introduce parametrii de intrare necesari subrutinei de integrare HP, și anume :

— limita inferioară a intervalului de timp, PRMT(1);

— limita superioară a intervalului de timp, PRMT(2);

— pasul de integrare, PRMT(3);

— eroarea de trunchiere impusă, PRMT(4);

— numărul mărimilor de stare, NDIM;

— ponderile erorilor pentru fiecare variabilă de stare, DERY(NDIM);

— numărul variabilelor de stare ce urmează a fi reprezentate grafic, NRTIP;

— pasul de tipărire, PASTIP;

— tabloul cu numărul de ordine al variabilelor ce urmează a fi afișate, INDTIP(NRTIP);

— limitele inferioare V3(NRTIP) și limitele superioare V2(NRTIP) ale variabilelor de stare afișate;

b. INPUT2 — inițializează variabilele de stare u_{Ca} și i_{Lc};

c. VINIT — inițializează variabilele : tensiunile rezistoarelor ramuri u_{Ra}, curenții rezistoarelor ramuri i_{Ra}, tensiunile și respectiv curenții rezistoarelor coarde u_{Rc} și i_{Rc}, necesare rezolvă-

rii sistemului algebric neliniar, [7], care dă la fiecare pas de integrare mărimile u_{Ra} și i_{Rc} funcție de mărimile de stare și mărimile de excitație.

S_3 — analizează circuitul din punct de vedere topologic, introduce valori numerice pentru elementele liniare de circuit, indică elementele neliniare și efectuează o serie de operații auxiliare cu ajutorul subrutinelor :

a. ARBORE — determină, conform cu programul din [18], arborele normal comun și matricele incidențelor esențiale **A** și **β**. De asemenea, introduce numerele de ordine ale ultimelor elemente de unul din tipurile : E — surse ideale independente de tensiune ; C — condensatoare ; R — rezistoare ; L — bobine ; J - surse ideale independente de curent, din arbore și coarbore, prin vectorul NC pentru graful de curent, respectiv NV pentru graful de tensiune. Valorile numerice ale elementelor liniare se introduc prin vectorul V. În cazul cînd tensiunile electromotoare ale surselor ideale independente de curent sînt variabile în timp, se apelează la segmentul S_6. Prin vectorii IC și IU se introduc numerele de ordine ale elementelor situate în arborele și coarborele grafului de curent, respectiv de tensiune, iar prin vectorul NELIN se introduc numerele de ordine ale elementelor neliniare ;

b. SCHIMB — calculează din tabloul V și cu ajutorul tablourilor NC și NV valorile mărimi liniare : t.e.m. ale surselor ideale independente de tensiune UE ; vectorul curenților surselor ideale independente de curent IJ ; matricele $\boldsymbol{L}_{da}$, $\boldsymbol{C}_{da}(\boldsymbol{L}_{dc}, \boldsymbol{C}_{dc})$ corespunzătoare bobinelor, respectiv condensatoarelor liniare ramuri (coarde) ; matricea rezistențelor statice $\boldsymbol{R}_{sa}(\boldsymbol{R}_{sc})$, corespunzătoare rezistoarelor liniare ramuri (coarde), precum și inversa acestei matrice $\boldsymbol{G}_{sa}(\boldsymbol{G}_{sc})$.

S_4 — tipărește dacă este necesar și dacă utilizatorul dorește, unele informații înaintea începerii procesului de integrare propriu-zis, utilizînd subrutina OUTPUT și subrutina G.

Subrutina G stabilește, funcție de valorile maxime și minime ale mărimilor ce urmează a fi reprezentate grafic, scara pentru fiecare mărime în parte și poziționează axele de coordonate. Ea permite reprezentarea simultană a maximum șase curbe, funcție de aceeași variabilă independentă, tipărind totodată și valorile abscisei și ordonatele pentru fiecare din cele șase curbe.

S_5 — integrează prin subrutina HP ecuația de stare a circuitului electric studiat. Pentru integrarea unui sistem de ecuații diferențiale neliniare, adus la forma normală :

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}, t), \tag{1}$$

se întîlnesc în literatură [1—14, 25, 26] o varietate largă de metode. În ultimul timp se preferă metodele de integrare predictor-corector [25—27], care au posibilitatea controlului erorii de trunchiere și sînt stabile.

S-a ales ca metodă de integrare a ecuației (1) metoda predictor-modificator-corector a lui Hamming [25, 27], care este o tehnică de integrare de gradul IV, stabilă, ce necesită evaluarea termenului drept al ecuației (1) numai de două ori pe pas, față de metoda Ruge-Kutta, care cere evaluarea membrului drept de patru ori pe pas. Un alt avantaj al metodei de integrare Hamming este acela că la fiecare pas de integrare dă o extimare a erorii locale de trunchiere funcție de care, fără a conduce la o majorare semnificativă a timpului de calcul, se poate alege și schimba pasul de integrare. Pe de altă parte, deoarece această metodă pentru a calcula valorile vectorului de stare la momentul t_j are nevoie de valorile acestuia la patru momente de timp precedente, nu poate autoporni. Prin urmare, pentru calculul valorilor vectorului **x** la primii patru pași este necesară utilizarea unei alte proceduri de integrare, cum ar fi de exemplu Runge-Kutta.

Pentru primii patru pași, metoda de integrare a lui Hamming folosește o metodă Runge-Kutta de ordinul patru, modificată de Ralston [25], care conduce la cea mai mică eroare de trunchiere din toate tehnicile de integrare Runge-Kutta de ordinul patru.

S_7 — calculează cu ajutorul subrutinei FCT membrul drept al ecuației (1).

S_8 — calculează prin subrutinele sale mărimi necesare segmentului S_7, în conformitate cu algoritmul descris în [7], și anume :

a. CALC1 — calculează vectorul curenților bobinelor ramuri i_{La}, vectorul tensiunilor coarde u_{Cc} și matricele $\boldsymbol{L}_{dc}$, $\boldsymbol{L}_{da}$, $\boldsymbol{C}_{da}$, $\boldsymbol{C}_{dc}$, $\hat{\mathcal{L}}_d$, $\mathcal{L}_d$, $\hat{\mathcal{C}}_d$, $\mathcal{C}_d$, conform formulelor de definiție din [7], la fiecare pas de integrare. De asemenea, subrutina CALC1 calculează și matricele $\mathbf{L}_3$ și $\mathbf{C}_3$ definite astfel :

$$\mathbf{L}_3 = \boldsymbol{\beta}_{LL}^t \mathbf{L}_{da}, \tag{2a}$$

$$\mathbf{C}_3 = \boldsymbol{\Lambda}_{CC} \mathbf{C}_{dc}. \tag{2b}$$

b. DATE1 — calculează la fiecare pas de integrare inductivitățile și capacitățile diferențiale ale bobinelor și condensatoarelor neliniare. Pentru obținerea unui număr mai mare de puncte pentru caracteristicile neliniare $\boldsymbol{\Phi}(\mathbf{i}_L)$ $(\mathbf{q}(\mathbf{u}_C))$, determinate experimental, se apelează la o subrutină de interpolare, [19, 20]. În aceste puncte se calculează, utilizînd o metodă de derivare numerică adecvată [21, 22], inductivitățile diferențiale, respectiv capacitățile diferențiale, obținîndu-se astfel pentru fiecare bobină neliniară (condensator neliniar) caracteristicile $\mathbf{L}_d(\mathbf{i}_L)$, $(\mathbf{C}_d(\mathbf{u}_C))$.

Mărimile $\mathbf{L}_d(\mathbf{i}_L)$, $\mathbf{C}_d(\mathbf{u}_C)$ se obțin la fiecare pas de integrare printr-o procedură de căutare unidimensională rapidă în tablourile ordonate ale caracteristicilor respective. Cînd valorile curenților prin bobinele neliniare (valorile tensiuni-

lor de la bornele condensatoarelor neliniare) rezultate la fiecare pas de integrare nu coincid cu punctele caracteristicilor $\mathbf{L}_d(i_L)$ ($\mathbf{C}(u_C)$) se recurge la interpolarea liniară între punctele cele mai apropiate.

$\mathbf{S_9}$ — rezolvă efectiv sistemul de ecuații algebrice neliniare, care are ca necunoscute [7], vectorul tensiunilor de la bornele rezistoarelor ramuri $\boldsymbol{u}_{Ra}$ și vectorul curenților prin rezistoarele coarde $\boldsymbol{i}_{Rc}$. Segmentul $\mathbf{S_9}$ conține subrutinele :

a. SNELIN — rezolvă sistemul de ecuații algebrice neliniare, utilizînd metoda de minimizare a lui Powell [23].

Chua Leon și Niantsu Wang propun în [24] o abordare parametrică a rezolvării circuitelor electrice neliniare rezistive, folosind ca parametru lungimea arcului de curbă. Se demonstrează [24] că această metodă este mai rapid convergentă decît metoda Newton-Raphson și că se poate aplica cu deosebit succes în cazul cînd caracteristicile tensiune-curent (curent-tensiune) ale rezistoarelor au o variație rapidă, cum este cel al elementelor semiconductoare.

În [13] se expune o metodă iterativă eficientă de calcul al circuitelor electrice neliniare rezistive multipolare și cu caracteristici monotone (tranzistoare, tiristoare etc.).

Programul prezentat permite utilizarea acelei metode de soluționare a unui sistem de ecuații algebrice neliniare pe care utilizatorul o consideră cea mai eficientă, prin înlocuirea corespunzătoare a segmentului $\mathbf{S_9}$.

b. CALFUN — dă valoarea funcției f(x) pentru fiecare valoare a vectorului **x**, în procesul de rezolvare a sistemului de ecuații algebrice neliniare [7], adus la forma :

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \mathbf{0}, \tag{3}$$

unde **x** reprezintă vectorul necunoscutelor $\boldsymbol{u}_{Ra}$ și $\boldsymbol{i}_{Rc}$. Această subrutină apelează două subrutine FM1 și FM2, care interpolează caracteristicile neliniare ale rezistoarelor coarde $\boldsymbol{i}_{Rc} = \boldsymbol{i}_{Rc}(\boldsymbol{u}_{Rc})$ și respectiv ale rezistoarelor ramuri $\boldsymbol{u}_{Ra} = \boldsymbol{u}_{Ra}(\boldsymbol{i}_{Ra})$. De asemenea, subrutina **CALFUN** calculează matricele diagonale $\boldsymbol{R}_{sa}$ și $\boldsymbol{G}_{sc}$ corespunzătoare rezistoarelor neliniare ramuri și respectiv celor coarde.

c. L — subrutină auxiliară algoritmului Powell.

$\mathbf{S_{10}}$ — calculează cu ajutorul subrutinei CALC2 matricele $\boldsymbol{R}_{sb}$ și $\boldsymbol{G}_{sn}$ definite, [7], prin relațiile :

$$\boldsymbol{G}_{sn} = \boldsymbol{G}_{sa} + \boldsymbol{\Lambda}_{RR}\,\mathbf{G}_{sc}\,\boldsymbol{\beta}'_{RR}, \tag{4a}$$

$$\boldsymbol{R}_{sb} = \boldsymbol{R}_{sc} + \boldsymbol{\beta}'_{RR}\,\mathbf{R}_{sa}\,\boldsymbol{\Lambda}_{RR}, \tag{4b}$$

unde : $\boldsymbol{\Lambda}$, $\boldsymbol{\beta}$ reprezintă [7] matricele incidențelor esențiale corespunzătoare celor două grafe atașate circuitului examinat, grafului de curent G^I și respectiv grafului de tensiune G^U $\boldsymbol{R}_{sc}(\boldsymbol{G}_{sa})$ — matricele rezistențelor (conductanțelor) statice corespunzătoare rezistoarelor coarde (ramuri), iar $\boldsymbol{G}_{sc}(\boldsymbol{R}_{sa})$ este inversa matricei $\boldsymbol{R}_{sc}(\boldsymbol{G}_{sa})$. De asemenea, subrutina **CALC2** calculează matricele:

$$\mathbf{G}_2 = \boldsymbol{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_{sc},\ \mathbf{R}_1 = \boldsymbol{\beta}'_{RR}\mathbf{R}_{sa},\ \mathbf{R}_5 = \boldsymbol{\beta}'_{RL}\mathbf{G}_{sn}^{-1},\ \mathbf{R}_6 = \mathbf{R}_5\mathbf{R}_2,$$

$$\mathbf{R}_7 = \boldsymbol{\Lambda}_{CR}\mathbf{R}_{sb}^{-1},\ \mathbf{R}_8 = \mathbf{R}_7\mathbf{R}_1,\ \mathbf{z}_{LcLc} = \boldsymbol{\beta}'_{RL}\mathbf{G}_{sn}^{-1}\boldsymbol{\Lambda}_{RL},\ \mathbf{z}_{LcJ} =$$

$$= \boldsymbol{\beta}'_{RL}\mathbf{G}_{sn}^{-1}\boldsymbol{\Lambda}_{RJ},\ \boldsymbol{\delta}_{LcCa} = \boldsymbol{\beta}'_{CL} - \boldsymbol{\beta}'_{RL}\mathbf{G}_{sn}^{-1}\boldsymbol{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_{sc}\boldsymbol{\beta}'_{CR},$$

$$\boldsymbol{\delta}_{LcE} = \boldsymbol{\beta}'_{EL} - \boldsymbol{\beta}'_{RL}\mathbf{G}_{sn}^{-1}\boldsymbol{\Lambda}_{RR}\mathbf{G}_{sc}\boldsymbol{\beta}'_{ER},\ \mathbf{y}_{CaCa} = \boldsymbol{\Lambda}_{CR}\mathbf{R}_{sb}^{-1}\boldsymbol{\beta}'_{CR}$$

$$\mathbf{y}_{CaE} = \boldsymbol{\Lambda}_{CR}\mathbf{R}_{sb}^{-1}\boldsymbol{\beta}'_{ER},\ \boldsymbol{\gamma}_{CaLc} = -\boldsymbol{\Lambda}_{CL} +$$

$$+ \boldsymbol{\Lambda}_{CR}\mathbf{R}_{sb}^{-1}\boldsymbol{\beta}'_{RR}\mathbf{R}_{sa}\boldsymbol{\Lambda}_{RL} \text{ și } \boldsymbol{\gamma}_{CaJ} = -\boldsymbol{\Lambda}_{CJ} +$$

$$+ \boldsymbol{\Lambda}_{CR}\mathbf{R}_{sb}^{-1}\boldsymbol{\beta}'_{RR}\mathbf{R}_{sa}\boldsymbol{\Lambda}_{RJ},$$

care au semnificațiile definite în [7].

Pentru inversarea unei matrice diagonale se folosesc subrutinele **MINVDG** și respectiv **MVDG**, cînd matricea diagonală este reprezentată sub formă de vector. Pentru inversarea unei matrice pătrare oarecare, se apelează la subrutina **INVERS**.

$\mathbf{S_{11}}$ — selecționează cu ajutorul subrutinei **OUTP** variabilele ce urmează a fi afișate, introducîndu-le în tabloul **TAPTIP** și prin intermediul subrutinelor **OUTPI** și **G** le reprezintă grafic. Dacă utilizatorul dorește să reprezinte mărimile de ieșire sub o formă diferită de cea indicată, poate modifica după dorință structura segmentului $\mathbf{S_{11}}$.

Programul a fost testat pe mai multe circuite, dintre care unul se prezintă în paragraful ce urmează.

Exemplu

Calculul circuitului de video-frecvență din receptoarele de TV în regim tranzitoriu

Schema echivalentă a circuitului este reprezentată în figura 3. Circuitul conține un singur element neliniar, rezistorul *13*, a cărui caracteristică curent-tensiune este dată de expresia :

$$i_{13}(u_{13}) = G_{s13}(u_{13})\ u_{13}, \tag{5}$$

unde conductanța statică $G_{s13}(u_{13})$ variază cu tensiunea u_{13}, după legea :

$$G_{s13}(u_{13}) = A_0 u_{13}^{1/2}, \tag{6}$$

cu $A_0 = 1{,}4 \cdot 10^3\ \dfrac{A}{V^{3/2}}$.

În urma rulării programului de determinare a arborelui normal expus în [18] s-a obținut un

arbore normal, în sensul lui Bryant, format din laturile îngroșate din figura 3. Corespunzător acestui arbore normal, a rezultat matricea incidențelor esențiale :

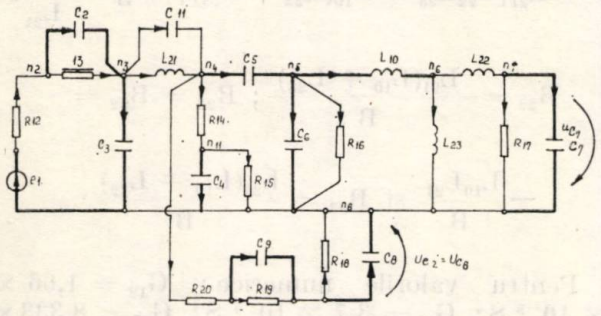


Fig. 3. Schema echivalentă a detectorului de videofrecvență de la TV portabil. Laturile îngroșate formează arborele.

$$\Lambda = \begin{array}{c} \\ E \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ \\ L \end{array} \overbrace{\begin{array}{c} C \\ 11 \end{array}}^{} \overbrace{\begin{array}{ccccccccccc} R & & & & & & & & & & \\ 12 & 13 & 14 & 15 & 16 & 17 & 18 & 19 & 20 & & \end{array}}^{} \overbrace{\begin{array}{ccc} L & & \\ 21 & 22 & 23 \end{array}}^{}$$

$$\begin{array}{c} \{1 \\ \{2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \\ 8 \\ 9 \\ \{10 \end{array} \left[\begin{array}{ccccccccccccc} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \end{array}\right] . \quad (7)$$

Programul a sesizat prezența unei bucle formate numai din condensatoare și a unei suprafețe de secțiuni intersectată numai de bobine.

Prin urmare, conform formulei :

$$n_{vs} = n_C + n_L - n_{\Sigma_L} - n_{bC} - n_{\Sigma_{L+J}} - n_{bC+E} = n_{Ca} + n_{Lc}, \quad (8)$$

unde :

n_{vs} reprezintă numărul variabilelor de stare; n_C — numărul condensatoarelor; n_L — numărul bobinelor; n_{Σ_L} — numărul suprafețelor de secțiune intersectate numai de bobine; n_{bC} — numărul buclelor formate numai din condensatoare; $n_{\Sigma_{L+J}}$ — numărul suprafețelor intersectate numai de bobine și surse ideale independente de curent; n_{bC+E} — numărul buclelor formate numai din condensatoare și surse ideale independente de tensiune; n_{Ca} — numărul condensatoarelor ramuri; n_{Lc} — numărul bobinelor coarde, numărul variabilelor de stare este 11.

Deci, vectorul de stare are forma :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_{Ca} \\ \mathbf{i}_{Lc} \end{bmatrix} = [u_{C_2} u_{C_3} u_{C_4} u_{C_5} u_{C_6} u_{C_7} u_{C_8} u_{C_9} i_{L_{21}} i_{L_{22}} i_{L_{23}}]^t. \quad (9)$$

În conformitate cu metoda prezentată în [7], s-au obținut următoarele ecuații de stare :

$$\frac{du_{C_2}}{dt} = -\{G_{12}u_{C_2} + [G_{12} + G_{s13}(u_{C_3})]u_{C_3} - G_{12}e_1\} A_{11}; \quad (10.a)$$

$$\frac{du_{C_3}}{dt} = -G_{12}A_{22}(u_{C_2} + u_{C_3} - e_1) + G_{14}(A_{24} + A_{25})(u_{C_4} - u_{C_5} - u_{C_6}) + G_{20}(A_{24} + A_{25})(-u_{C_6} + u_{C_8} + u_{C_9}) - A_{25}G_{16}u_{C_6} + (-A_{22} + A_{24} + A_{25}) i_{L_{21}} - A_{25}(i_{L_{22}} + i_{L_{23}}); \quad (10.b)$$

$$\frac{du_{C_4}}{dt} = A_{33}[G_{14}(-u_{C_4} + u_{C_5} + u_{C_6}) - G_{15}u_{C_4}]; \quad (10.c)$$

$$\frac{du_{C_5}}{dt} = A_{42}G_{12}(u_{C_2} + u_{C_3} - e_1) + G_{14}(A_{44} + A_{45})(u_{C_4} - u_{C_5} - u_{C_6}) + G_{20}(A_{44} + A_{45})(-u_{C_5} - u_{C_6} + u_{C_8} + u_{C_9}) - A_{45}G_{16}u_{C_6} + (-A_{42} + A_{44} + A_{45}) i_{L_{21}} - A_{45}(i_{L_{22}} + i_{L_{23}}); \quad (10.d)$$

$$\frac{du_{C_6}}{dt} = -A_{52}G_{12}(u_{C_2} + u_{C_3} - e_1) + G_{14}(A_{54} + A_{55})(u_{C_4} - u_{C_5} - u_{C_6}) + G_{20}(A_{54} + A_{55})(-u_{C_5} - u_{C_6} + u_{C_8} + u_{C_9}) - A_{55}G_{16}u_{C_6} + (-A_{52} + A_{54} + A_{55}) i_{L_{21}} - A_{55}(i_{L_{22}} + i_{L_{23}}); \quad (10.e)$$

$$\frac{du_{C_7}}{dt} = A_{66}(-G_{17}u_{C_7} + i_{L_{22}}); \quad (10.f)$$

$$\frac{du_{C_8}}{dt} = A_{77}[-G_{18}u_{C_8} + G_{20}(u_{C_5} + u_{C_6} - u_{C_8} - u_{C_9})]; \quad (10.g)$$

$$\frac{du_{C_9}}{dt} = A_{88}[-G_{19}u_{C_9} + G_{20}(u_{C_5} + u_{C_6} - u_{C_8} - u_{C_9})]; \quad (10.h)$$

$$\frac{di_{L_{21}}}{dt} = B_{11}(u_{C_3} - u_{C_5} - u_{C_6}); \quad (10.i)$$

$$\frac{di_{L_{22}}}{dt} = (B_{22} + B_{23})u_{C_6} - B_{22}u_{C_7}; \quad (10.j)$$

$$\frac{di_{L_{23}}}{dt} = (B_{32} + B_{33})u_{C_6} - B_{32}u_{C_7}; \quad (10.k)$$

unde :

$$A = C_3C_5(C_6 + C_{11}) + C_6C_{11}(C_3 + C_5);$$

$$A_{11} = \frac{1}{C_2}; \; A_{22} = \frac{C_5C_6 + C_{11}(C_5 + C_6)}{A};$$

$$A_{24} = A_{42} = \frac{C_6C_{11}}{A}; \; A_{25} = A_{52} = \frac{C_5C_{11}}{A}; \; A_{33} = \frac{1}{C_4}; \; A_{44} = \frac{C_3C_6' + (C_3 + C_6)C_{11}}{A};$$

$$A_{45} = A_{54} = \frac{C_3C_{11}}{A}; \; A_{55} = \frac{C_3C_5 + C_{11}(C_3 + C_5)}{A};$$

$$A_{66} = \frac{1}{C_7}; \; A_{77} = \frac{1}{C_8}; \; A_{88} = \frac{1}{C_9}; \; B = L_{21}[L_{22}L_{23} + L_{10}(L_{22} + L_{23})]; \; B_{11} = \frac{1}{L_{21}};$$

$$B_{22} = \frac{L_{21}(L_{10} + L_{23})}{B}; \; B_{23} = B_{32} = -\frac{L_{10}L_{21}}{B} \text{ și } B_{33} = \frac{L_{21}(L_{10} + L_{22})}{B}.$$

Pentru valorile numerice : $G_{12} = 1{,}66 \times 10^{-5}$ S; $G_{14} = 3{,}7 \times 10^{-4}$ S; $G_{15} = 8{,}333 \times 10^{-4}$ S; $G_{16} = 1{,}66 \times 10^{-5}$ S; $G_{17} = 3{,}333 \times 10^{-4}$ S; $G_{18} = 1{,}333 \times 10^{-5}$ S; $G_{19} = 2{,}222 \times 10^{-4}$ S; $G_{20} = 4{,}5454 \times 10^{-4}$ S; $C_2 = 2$ pF; $C_3 = 10$ pF; $C_4 = 50$ pF; $C_5 = 6{,}8$ pF; $C_6 = 24$ pF; $C_7 = 17$ pF; $C_8 = 10$ pF; $C_9 = 10$ pF; $C_{11} = 7$ pF; $L_{10} = 17.9$ μH; $L_{21} = 22$ μH; $L_{22} = 1{,}64$ μH; $L_{23} = 2{,}1$ μH; $e_1 = (1 + 0{,}9\sin 2\pi f_{MA}t) \times \sin 2\pi f_0 t$; $f_{MA} = 3{,}8$ MHz și $f_0 = 38$ MHz, s-au reprezentat variațiile în timp ale mărimilor : u_{C_7}, u_{C_8} și $i_{L_{22}}$, curbe ce au fost obținute direct la calculatorul numeric în urma rulării prezentului program. Mărimile u_{C_7} și u_{C_8} sînt considerate ca mărimi de ieșire.

Calculul circuitului de video-frecvență în regim tranzitoriu prezintă o deosebită importanță practică, deoarece funcție de valorile curenților și tensiunilor se pot alege elementele de circuit cele mai adecvate, evitîndu-se astfel supradimensionarea sau subdimensionarea lor.

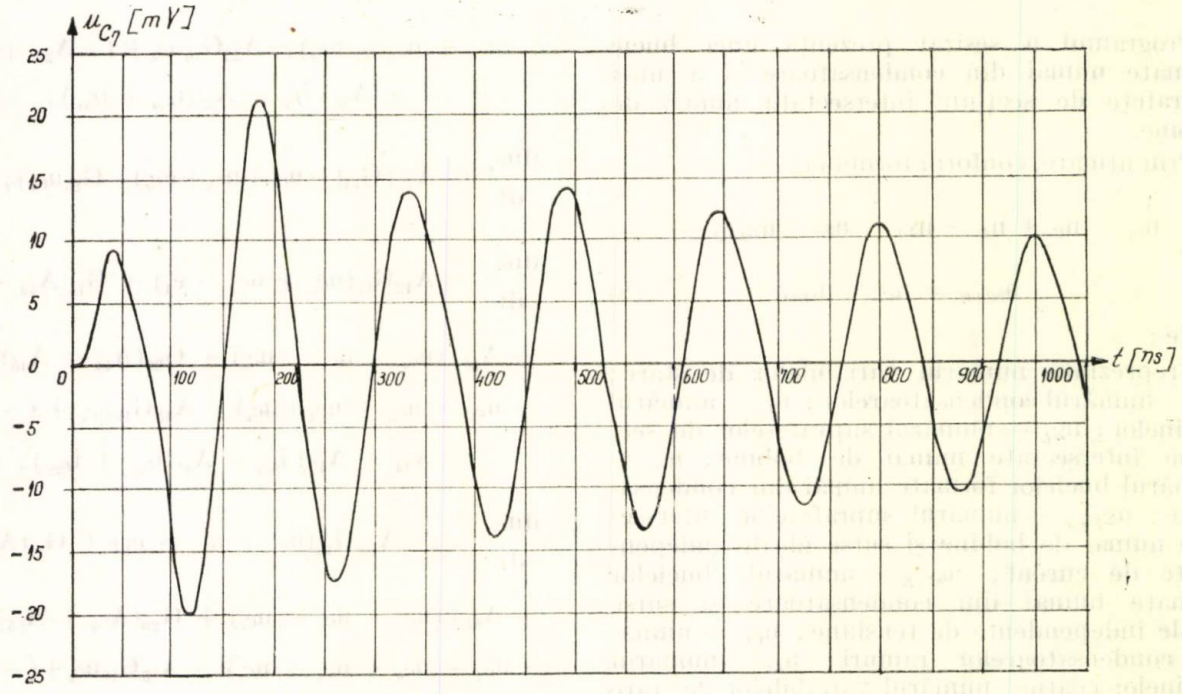


Fig. 4. Variația tensiunii $u_{C7} = u_{C7}(t)$.

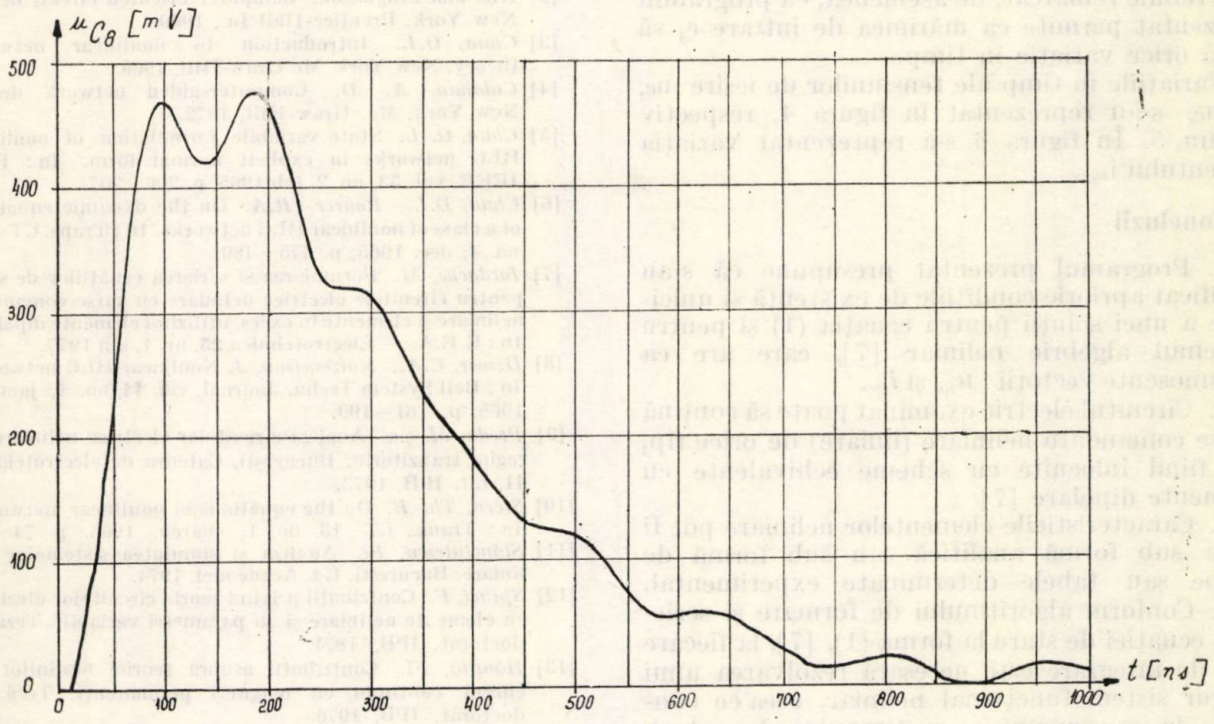


Fig. 5. Variația tensiunii $u_{C8} = u_{C8}(t)$.

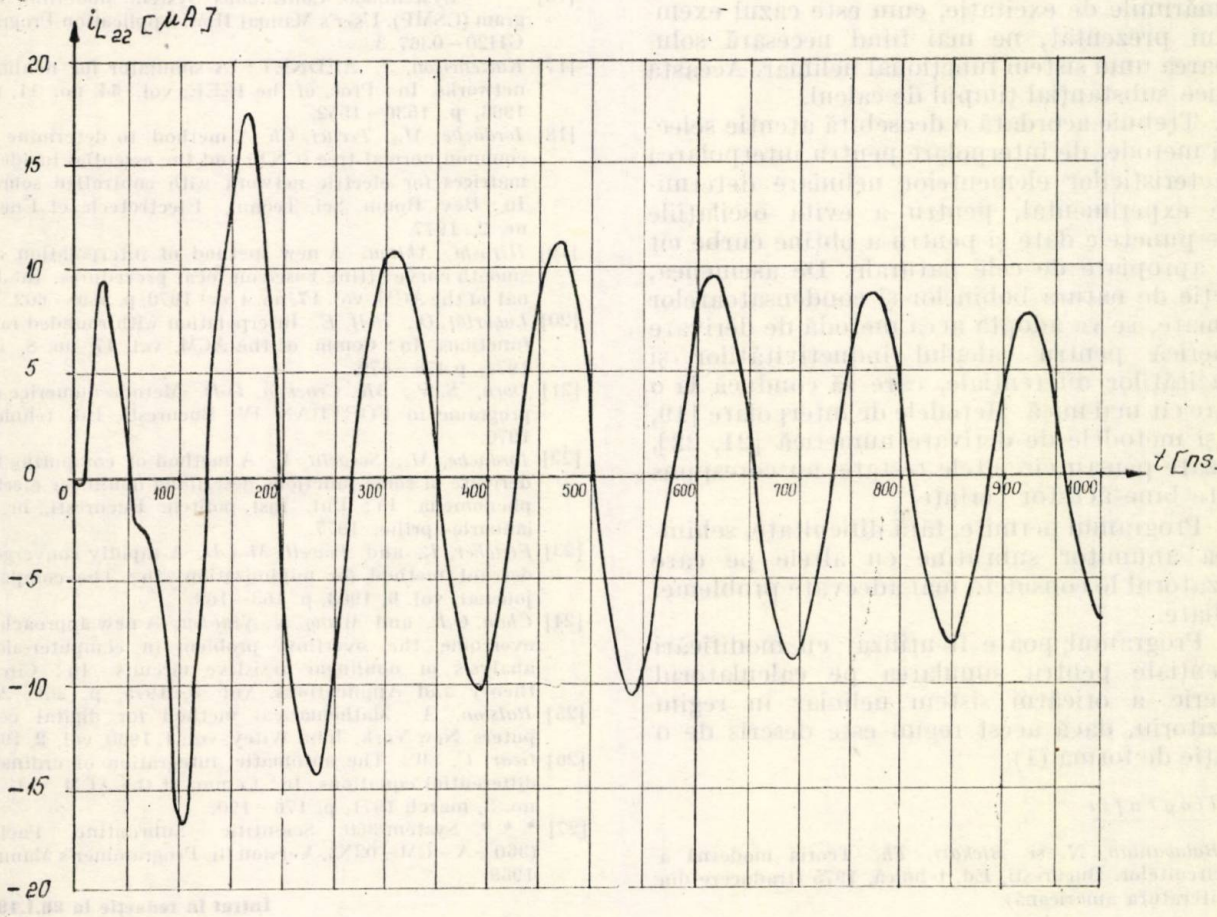


Fig. 6. Variația curentului $i_{L22} = i_{L22}(t)$.

Trebuie remarcat, de asemenea, că programul prezentat permite ca mărimea de intrare e_1 să aibă orice variaţie în timp.

Variaţiile în timp ale tensiunilor de ieşire u_{C_7} şi u_{C_8} s-au reprezentat în figura 4, respectiv figura 5. În figura 6 s-a reprezentat variaţia curentului $i_{L_{22}}$.

Concluzii

1. Programul prezentat presupune că s-au verificat aprioric condiţiile de existenţă şi unicitate a unei soluţii pentru ecuaţia (1) şi pentru sistemul algebric neliniar [7], care are ca necunoscute vectorii : $\hat{u}_{Ra}$ şi $\hat{i}_{Rc}$.

2. Circuitul electric examinat poate să conţină surse comandate neliniare (liniare) de orice tip, ele fiind înlocuite cu scheme echivalente cu elemente dipolare [7].

3. Caracteristicile elementelor neliniare pot fi date sub formă analitică sau sub formă de curbe sau tabele determinate experimental.

4. Conform algoritmului de formare şi scriere a ecuaţiei de stare la forma (1), [7], la fiecare pas de integrare este necesară rezolvarea unui singur sistem funcţional neliniar, ceea ce conduce la o economisire a timpului de calcul.

5. Sînt situaţii cînd curenţii rezistoarelor coarde şi tensiunile rezistoarelor ramuri se pot exprima direct funcţie de variabilele de stare şi de mărimile de excitaţie, cum este cazul exemplului prezentat, ne mai fiind necesară soluţionarea unui sistem funcţional neliniar. Aceasta reduce substanţial timpul de calcul.

6. Trebuie acordată o deosebită atenţie selectării metodei de interpolare pentru interpolarea caracteristicilor elementelor neliniare determinate experimental, pentru a evita oscilaţiile între punctele date şi pentru a obţine curbe cît mai apropiate de cele naturale. De asemenea, funcţie de natura bobinelor şi condensatoarelor neliniare, se va adopta acea metodă de derivare numerică pentru calculul inductivităţilor şi capacităţilor diferenţiale, care să conducă la o eroare cît mai mică. Metodele de interpolare [19, 20] şi metodele de derivare numerică [21, 22], utilizate pentru circuitele testate, au corespuns foarte bine acestor cerinţe.

7. Programul permite, fără dificultate, schimbarea anumitor subrutine cu altele pe care utilizatorul le consideră mai adecvate problemei studiate.

8. Programul poate fi utilizat cu modificări neesenţiale pentru simularea pe calculatorul numeric a oricărui sistem neliniar în regim tranzitoriu, dacă acest regim este descris de o ecuaţie de forma (1).

Bibliografie

[1] *Balabanian, N.* şi *Bickart, Th.* Teoria modernă a circuitelor. Bucureşti, Ed. tehnică, 1975 (traducere din literatura americană).

[2] *Kuo and Magnuson.* Computer oriented circuit design. New York, Prentice-Hall In., 1969.

[3] *Chua, O.L.* Introduction to nonlinear networks theory. New York, Mc Graw-Hill, 1969.

[4] *Calahan, A. D.* Computer-aided network design. New York, Mc. Graw-Hill, 1972.

[5] *Chua, O. L.* State variabile formulation of nonlinear RLC networks in explicit normal form. In : Proc. IEEE, vol. **53**, no. 2, feb 1965, p. 206—207.

[6] *Chua, D.L., Rohrer, R.A.* On the dynamic equations of a class of nonlinear RLC networks. In : Trans. CT—12, no. 4, dec. 1965, p. 475—489.

[7] *Iordache, M.* Formularea şi scrierea ecuaţiilor de stare pentru circuitele electrice neliniare cu surse comandate neliniare şi elemente în exces, utilizînd elemente dipolare. In : E.E.A. — Electrotehnica **25**, nr. 1, ian 1977.

[8] *Desoer, C.A., Katzenelson, J.* Nonlinear RLC networks. In : Bell System Techn. Journal, vol. **44**, no. 1, january 1965, p. 161—199.

[9] *Preda, M.* ş.a. Analiza circuitelor electrice neliniare în regim tranzitoriu. Bucureşti, Catedra de electrotehnică II, Lit. IPB, 1973.

[10] *Stern, Th. E.* On the equations of nonlinear networks. In : Trans., CT—13, no. 1, march, 1966, p. 74—81.

[11] *Stănciulescu, Fl.* Analiza şi simulatea sistemelor neliniare. Bucureşti, Ed. Academiei, 1974.

[12] *Spinei, F.* Contribuţii privind teoria circuitelor electrice cu elemente neliniare şi cu parametri variabili. Teză de doctorat, IPB, 1971.

[13] *Hănţilă, Fl.* Contribuţii asupra teoriei maşinilor de curent continuu cu magneţi permanenţi. Teză de doctorat, IPB, 1976.

[14] *Savin, Gh., Rosman, H.* Circuite electrice neliniare şi parametrice. Bucureşti, Ed. tehnică, 1973.

[15] * * * ECAP, 1960 Electronic Circuit Analysis Program. User's manual. Third Edition, 1970.

[16] * * * System/360. Continuous System Modelling Program (CSMP). User's Manual IBM. Application Program, GH20—0367.3.

[17] *Katzenelson, J.* AEDNET : A simulator for nonlinear networks. In : Proc. of the IEEE, vol. **54**, no. 11, nov 1966, p. 1536—1552.

[18] *Iordache, M., Tecuci, Gh.* A method to determine the common normal tree (CNT) and the essential incidence matrices for electric network with controlled sourses. In : Rev. Roum. Sci. Techn., Electrotech. et Énerg., nr. 2, 1977.

[19] *Hiroshi, Akima.* A new method of interpolation and smooth curve fitting based on local procedures. In: Jornal of the ACM, vol. **17**, no. 4, oct 1970, p. 589— 602.

[20] *Lagerlöf, O., Rolf, E.* Interpolation with rounded ramp functions. In : Comm. of the ACM, vol. **17**, no. 8, aug 1974, p.476—47?.

[21] *Dorn, S.W., Mc. Cracken, D.D.* Metode numerice cu programe în FORTRAN IV. Bucureşti, Ed. tehnică, 1976.

[22] *Iordache, M., Socaciu, V.* A method of computing the derivate of some functions describing nonlinear electric phenomena. In : Bul. Inst. politeh. Bucureşti, nr. 1, ianuarie-aprilie, 1977.

[23] *Fletcher, R.* and *Powell, M.J.D.* A rapidly convergent descent method for minimization. In : The computer journal, vol. **6**, 1963, p. 163—168.

[24] *Chua, O.L.* and *Wang, N. Nianisu.* A new approach to overcome the overflow problem in computer-aided analysis of nonlinear resistive circuits. In : Circuit theory and Applications, vol. **3**, 1975, p. 261—283.

[25] *Ralston, A.* Mathematical method for digital computers. New York, John Wiley, vol. **1**, 1960, vol. **2**, 1965.

[26] *Gear, C. W.* The automatic integration of ordinary, differential equations. In : Comm. of the ACM, vol. **14** no. 3, march 1971, p. 176—190.

[27] * * * System/360 Scientific Subroutine Packge (360—A—CM—03X), Version iii, Programmer's Manual, 1968.

Intrat în redacţie la 28.1.1977

CZ 621.313.333

CALCUL. ÎNCĂLZIRE ŞI VENTILAŢIE
METODICĂ DE CALCUL
MOTOARE ASINCRONE

Metodica de calcul pe calculatorul electronic a încălzirii şi ventilaţiei motoarelor asincrone

CORNEL IVAN * — Bucureşti

Introducere

Problema predeterminării cît mai exacte prin calcul a încălzirii maşinilor electrice devine din ce în ce mai interesantă, paralel cu dezvoltarea de serii unitare. Alături de îmbunătăţirea materialelor şi tehnologiei de fabricaţie, îmbunătăţirea cedării pierderilor încălzitoare din maşină este considerată una din căile importante de reducere a greutăţii şi dimensiunilor, deci de ieftinire a maşinilor. Lucrările de cercetare efectuate au avut şi scopul elaborării şi perfecţionării unor metodici de calcul pentru încălzirea şi ventilaţia maşinilor electrice, în special a motoarelor asincrone în scurtcircuit. Interesul deosebit acordat acestei probleme, mai ales odată cu introducerea calculatoarelor electronice în proiectarea curentă, a avut ca rezultat clarificarea multor probleme. Astfel se poate arăta că complexitatea calculului numeric necesitat de o metodică de calcul nu mai prezintă importanţă, singurul considerent fiind aproximarea cît mai corectă a fenomenelor de cedare şi transmisie a căldurii ce au loc în maşina electrică. Dar pentru ca o metodică să fie utilă în practica activităţii de proiectare a fost necesar să se găsească un compromis între complexitatea calculului şi precizia dorită.

În această lucrare se expune o metodică elaborată în cadrul lucrărilor de cercetare legate de o nouă serie de motoare asincrone în scurtcircuit cu ventilaţie exterioară, de puteri între 0,12 şi 132 kW. Aceasta este destinată calculului termic şi de ventilaţie şi poate fi utilizată, de asemenea, pentru studierea influenţei unor modificări constructive sau funcţionale (mărimea suprafeţelor de cedare a căldurii, modificarea ventilatorului, a distribuţiei pierderilor, înlocuirea unor materiale etc.) asupra încălzirii diferitelor părţi ale maşinii.

Totodată, ea reprezintă o tratare unitară a calculului termic şi de ventilaţie, spre deosebire de metodicile cunoscute care tratează problema evacuării pierderilor de pe carcasă şi scuturi, fără a ţine seamă de condiţiile aerodinamice.

* Ing. *Ivan C.* este cercetător ştiinţific principal la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică din Bucureşti

1. Metodica de calcul termic

1.1. Consideraţii generale. Încălzirea maşinilor electrice în regim staţionar este studiată, în general, cu metoda reţelei termice echivalente, întrucît integrarea ecuaţiei Poisson a conducţiei termice ridică dificultăţi foarte mari pentru un ansamblu cu o structură atît de complicată a căilor de flux termic şi cu o distribuţie atît de neomogenă a surselor de căldură. În ultimul timp s-a încercat rezolvarea ecuaţiei căldurii cu ajutorul metodei diferenţelor finite [1], dar această metodă prezintă dificultăţi mari deoarece condiţiile la limită pentru integrarea ecuaţiei sînt greu de formulat (pe suprafaţa domeniului trebuie să se cunoască fie distribuţia temperaturilor, fie densitatea fluxului).

Conform acestei metode (echivalente) maşina se împarte în mai multe părţi sau elemente, din care unele sînt şi surse încălzitoare, legate între ele şi cu mediul de răcire prin rezistenţe termice. Evident, fiecărui tip de maşină îi va corespunde o altă reţea echivalentă de surse şi rezistenţe, care poate fi tratată cu metodele cunoscute la teoria reţelelor electrice liniare de curent continuu.

Principalele ipoteze simplificatoare implicate în această echivalenţă sînt următoarele :

— maşina se împarte într-un număr limitat de părţi sau elemente (se presupune că fiecare din aceste elemente are o temperatură medie anumită, considerînd neglijabil faptul real că în masa acelui element temperatura variază în toate sensurile) ;

— într-un anumit număr de asemenea puncte se injectează căldură (este vorba de acele elemente din maşină unde apar pierderi, de exemplu capetele de bobină, dinţii etc.) ;

— ca o consecinţă a ipotezelor de mai sus, între diferitele elemente ale maşinii, respectiv puncte, apar fluxuri termice unidimensionale (se presupune că acestea există exclusiv între elementele învecinate).

1.2. Alegerea reţelei de elemente termice. Numeroasele lucrări referitoare la calculul termic al motoarelor asincrone cu ventilaţie exterioară constituie tot atîtea expuneri de reţele echivalente diferite. Începînd cu schemele foarte simplificate cu trei elemente, respectiv surse încălzitoare [2], al căror rol este numai de a informa asupra traseelor principalelor fluxuri termice, continuînd cu reţele cu unsprezece [3]

și mai multe elemente [4], cercetătorii au căutat să realizeze un compromis între complexitatea calculului și necesitatea de a reda corect fenomenele fizice din mașină.

Metodica din această lucrare se referă la o rețea de 15 elemente termice și 28 rezistențe (dintre care numai 18 distincte, fig. 1).

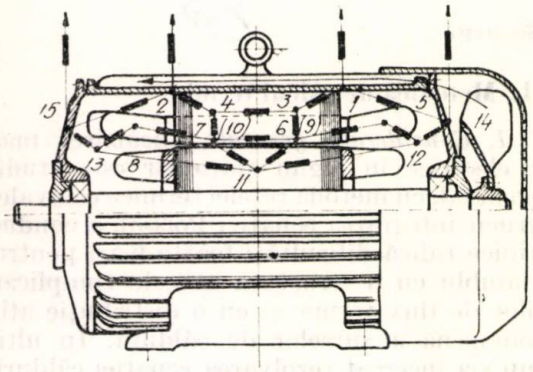


Fig. 1. Distribuția celor 15 surse de căldură și a rezistențelor din rețeaua termică.

Principala caracteristică a metodicii elaborate constă în împărțirea mașinii în două părți după direcția axială. Din acest punct de vedere metodica se deosebește de cele elaborate la Siemens [2] și Conti-Elektro [3] (care consideră mașina simetrică) și concordă cu punctul de vedere al lui J. Hak [6] și al cercetătorilor din R.F.G. [4]. Motivul pentru care s-a adoptat această soluție este acela că din măsurătorile de ventilație efectuate pe multe motoare [7] a rezultat că viteza aerului de răcire pe suprafața carcasei scade pe direcție axială, deci, și coeficientul de cedare termică scade. Carcasa s-a împărțit în două elemente (*1*, *2*), pentru care se consideră valori diferite ale coeficientului de cedare termică, corespunzător vitezei medii a aerului pe cele două elemente.

Împărțirea bobinajului statoric în : cupru din crestătură și cap de bobină este adoptată unanim, avînd în vedere posibilitatea de a separa foarte precis pierderile în aceste elemente (*5*, *6*, *7*, *8*). Toate metodicele mai pretențioase adoptă, de asemenea, împărțirea pierderilor în pachetul de fier statoric în : pierderi în jug și pierderi în dinți. Astfel, în rețeaua echivalentă apar încă 4 surse încălzitoare : *3*, *4*, *9*, *10*. S-a considerat că bobinajul plasat în crestătură cedează căldură atît spre dinți (r_{6-9}), cît și spre jugul statoric (r_{6-3}).

Rotorul cu colivie turnată este tratat în metodica prezentă ca un element unic (*11*). Simplificarea se justifică prin faptul că temperatura rotorului cu colivie nu prezintă un interes deosebit și prin aceea că nici nu există o posibilitate comodă de a măsura temperatura diferitelor părți ale rotorului (temperatura globală a rotorului s-a măsurat indirect, prin măsurarea variației a alunecării de la rece la cald).

Pierderile suplimentare la mersul în sarcină au fost împărțite după cum urmează : jumătate în rotor și jumătate în dinții statorului. Împărțirea este oarecum arbitrară și cunoașterea mai exactă a distribuției și valorii pierderilor suplimentare rămîne o cale importantă de îmbunătățire a metodicii de față.

În schema termică sînt 4 elemente pasive : scuturile (*14*, *15*) și aerul care separă capetele de bobină de scuturi (*12*, *13*). Legarea rezistențelor și localizarea pierderilor sînt arătate în figura 2.

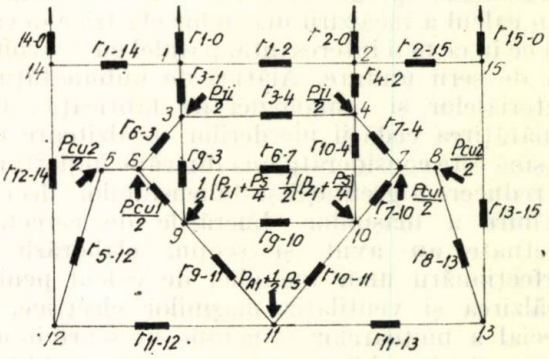


Fig. 2. Rețeaua termică pentru un motor asincron în scurtcircuit cu ventilație exterioară și distribuirea pierderilor.

Se remarcă faptul că se consideră uniformă distribuția pe circumferință a temperaturilor și se lucrează cu o temperatură medie ; în realitate s-a constatat experimental că încălzirile sînt diferite în partea de sus și dedesubtul mașinii, ca urmare a condițiilor de ventilare diferite. Nu există însă nici o metodă de calcul termic care să ia în considerare neuniformitatea pe circumferință, dată fiind complicarea considerabilă a schemei și necesitatea de a cunoaște foarte exact condițiile de ventilare. În metodica elaborată (cu 15 elemente) pierderile prin frecare sînt neglijate, ca și cedarea de căldură prin axul mașinii.

Majoritatea procedeelor de calcul, bazate pe metoda rețelei echivalente, consideră evacuarea pierderilor din mașină independentă de condițiile de ventilare ale mașinii [2], [3], [4]. Metodica elaborată reprezintă o tratare unitară a calculului termic și de ventilație, în sensul că se iau în considerație simultan fluxurile de căldură și curentul de aer de răcire. Temperatura aerului nu se consideră cunoscută, iar în locul ei se introduce debitul aerului de răcire în ecuațiile sistemului.

Necunoscutele sistemului sînt cele 15 temperaturi $t_n (n = 15)$ ale părților mașinii. Pentru fiecare punct, respectiv parte a mașinii, întocmai, ca pentru fiecare nod al unei rețele electrice, se poate scrie o ecuație. Sistemul format este compatibil, iar soluționarea lui ne va da 15 încălziri (temperaturi) ale părților (punctelor) mașinii, adică tocmai ceea ce ne interesează. Ecuația din

punctul n, de exemplu, se formează scriind că fluxul termic care vine în acel punct este egal cu fluxul termic care pleacă din acel punct. În metodică s-a ţinut cont de faptul că pierderile în cupru variază cu temperatura după relaţia :

$$P_n = P_{n0}\,(1 + \alpha_n t_n),$$

unde :
α (1/°C) este coeficientul de variaţie a pierderilor cu temperatura, P_{n0} — valoarea pierderilor la temperatura mediului.

Dacă fluxul termic ce trece de la sursa n la punctul m prin rezistenţa r_{nm} este q_{nm}, se consideră variabilă ecuaţia :

$$q_{nm} = \frac{t_n - t_m}{r_{nm}}, \qquad (1)$$

pentru cazul cînd m este aerul de răcire (indice 0) ;

$$q_{n0} = \frac{t_n - t_0}{r_{n0}}. \qquad (2)$$

Pentru punctele unde nu există aport de căldură, ca de exemplu pentru scuturi, pct. *14*, *15* (fig. 1 şi fig. 2) $P_n = 0$.

Ecuaţia de bază a metodei, valabilă pentru fiecare sursă de căldură este :

$$\sum_{m=1,\ m\neq n} q_{mn} + q_{n0} = P_{n0}(1 + \alpha_n t_n). \qquad (3)$$

Înlocuind (1) şi (2) în (3), se obţine ecuaţia a $n-a$ a sistemului :

$$-\frac{t_1}{r_{1n}} - \frac{t_2}{r_{2n}} - \cdots \frac{t_{n-1}}{r_{n-1,\,n}} + \left(\frac{1}{r_{1n}} + \frac{1}{r_{2n}} + \cdots + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{r_{n-1,\,n}} + \frac{1}{r_{n,\,n+1}} + \cdots + \frac{1}{r_{n,N}} + \frac{1}{r_{n0}} - \alpha_n P_{n0}\right) t_n -$$

$$-\frac{t_{n+1}}{r_{n,\,n+1}} - \frac{t_{n+2}}{r_{n,\,n+2}} - \cdots \frac{t_N}{r_{nN}} = P_{n0} + \frac{t_{n0}}{r_{n0}}. \qquad (4)$$

Dacă notăm cu : $b_n = \dfrac{1}{r_{n0}} - \alpha_n P_{n0}$ determinantul sistemului de N ecuaţii este :

$$\begin{vmatrix} \sum \dfrac{1}{r_{1n}} + b_n & -\dfrac{1}{r_{12}} & -\dfrac{1}{r_{13}} \cdots \\ -\dfrac{1}{r_{12}} & \sum \dfrac{1}{r_{2n}} + b_n & -\dfrac{1}{r_{23}} \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots \end{vmatrix}. \qquad (5)$$

Ecuaţiile care conţin rezistenţele r_{n0} au fost corelate şi cu curentul de aer de răcire, aşa cum s-a spus. Această corelare s-a făcut şi pe baza considerentelor din [5].

Spre exemplu, dacă un flux de aer Q răceşte 2 surse P_n, P_m în serie, temperatura aerului în dreptul celei de-a doua surse se poate scrie (fig. 3) :

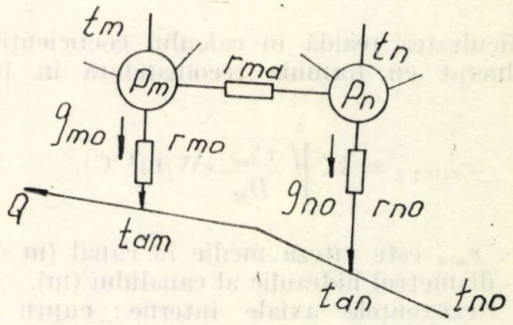


Fig. 3. Două surse încălzitoare înseriare, spălate de acelaşi debit Q.

$$t_m = t_{n0} + 2\,k\,q_{n0} + k\,q_{m0},$$

$$q_{m0} = \frac{t_m}{r_{m0} + k} - t_{n0}\frac{r_{n0} - k}{(r_{m0} + k)\,(r_{n0} + k)} =$$

$$= \frac{2k}{(r_{m0} + k)\,(r_{n0} + k)}\,t_n \text{ cu } k = \frac{1}{2\,c\,Q}. \qquad (6)$$

Deci, cele 2 surse P_n şi P_m, răcite de acelaşi curent, nu sînt legate numai prin rezistenţa r_{nm}, ci într-un mod mai complicat, prin intermediul fluidului de răcire.

În metodica elaborată există 4 elemente spălate de curentul de aer dat de ventilator : *14*, *1*, *2*, *15*. S-a stabilit, în acest fel, modul cum se modifică şi cele 4 ecuaţii corespunzătoare prin introducerea curentului de aer şi s-a obţinut determinantul definitiv, care nu mai este simetric faţă de diagonală.

1.3. Rezistenţele termice. Problema principală legată de aplicarea metodei reţelei termice este, evident, determinarea rezistenţelor. Ele se pot grupa în : rezistenţe de trecere prin izolaţii, de tipul $r = \dfrac{\delta}{\lambda S}$ (unde λ este conductivitatea termică în W/°C.cm), rezistenţe de suprafaţă, de tipul $r = \dfrac{1}{\alpha S}$ (unde α este coeficientul de schimb de căldură în W/°C.cm²), rezistenţe combinate, rezistenţe interne axiale şi rezistenţa întrefierului. Teoretic, determinarea rezistenţelor este simplă, iar formulele de calcul au fost stabilite în tratatele clasice [6], [8], [9]. Complicaţia este legată de stabilirea coeficienţilor α şi λ. În cele ce urmează, se dă modul de calcul adoptat pentru rezistenţele termice mai importante, grupate pe categorii.

I. Rezistențele de trecere de la carcasă spre aerul de răcire (r_{1-0} și r_{2-0}) prezintă o mare importanță, căci prin ele se evacuează majoritatea pierderilor. Relațiile de calcul sînt :

$$r_{1-0} = \frac{1}{\alpha_{\text{care}\,1} S_1}, \quad r_{2-0} = \frac{1}{\alpha_{\text{care}\,2} S_2}$$

și dificultatea rezidă în calculul coeficienților. S-a lucrat cu formula recomandată în [9] :

$$\alpha_{\text{care}\,1,2} = k\zeta \sqrt[5]{\frac{v_{med}^4}{D_H}} \text{ (W/m}^2\,^\circ\text{C)}, \qquad (7)$$

unde : v_{med} este viteza medie în canal (m/s) și D_H — diametrul hidraulic al canalului (m).

II. Rezistențele axiale interne : cupru din crestătură-cupru din crestătură (r_{6-7}), cupru din crestătură-cap de bobină (r_{5-6}, r_{7-8}), jug-jug (r_{3-4}), carcasă-carcasă (r_{1-2}), dinți stator-dinți stator (r_{9-10}), sînt binecunoscute și pentru calculul lor s-au utilizat relațiile din [6], [11], [12], considerînd pentru coeficienți valorile medii dată în literatură [6], [8], [9], [12] :

— conductivitatea longitudinală a tablei silicioase cu conținut de siliciu între 0,6 și 1,5% : $\lambda_{Fel} = 35$ W/m°C ;

— conductivitatea transversală a tablei silicioase de 0,5 mm izolată cu lac : $\lambda_{Fetr} = 4{,}42$ W/m °C ;

— conductivitatea fontei pentru carcasă : $\lambda_{carc} = 62$ W/m °C ;

— conductivitatea cuprului pur, între 0 și 100°C : $\lambda_{Cu} = 385$ W/m °C.

III. Rezistențele de trecere de la cuprul din crestătură la dinți și jug (r_{3-6}, r_{6-9}, r_{4-7}, r_{7-10}) sînt rezistențe combinate de tipul $r = \frac{1}{S}\left(\frac{\delta}{\lambda} + \frac{1}{\alpha}\right)$, unde δ este grosimea totală a izolației și S suprafața totală de contact între bobinaj și dinți, respectiv jug. Conductivitatea λ izolației a fost măsurată de mulți autori, pentru diferite clase de izolație. S-a ales valoarea $\lambda_{iz} = 0{,}0015$ W/m °C, dată în [6], [8], pentru clasa de izolație B, dar valoarea reală poate să difere mult de aceasta, dacă impregnarea este incompletă [9]. Dacă stratul mediu de aer reprezintă 15% din grosimea izolației, eroarea rezistenței r_{3-6} poate fi ±20%.

Tot de tipul combinat sînt rezistențele pachet statoric-carcasă (r_{1-3}, r_{2-4}), la calculul cărora s-a considerat :

$$\lambda_{Fel} = 35 \text{ W/m}\,^\circ\text{C} \text{ și } \alpha = 0{,}115 \text{W/cm}^2\,^\circ\text{C}.$$

Dificultăți deosebite ridică aprecierea rezistenței termice de la capul de bobină la aerul din spațiul frontal al mașinii, întrucît suprafața capului de bobină nu este plană și nici netedă, iar condițiile de curgere a aerului, agitat în acel spațiu închis, nu sînt cunoscute. În [13] acești coeficienți sînt stabiliți experimental, în funcție de viteza tangențială a ventilatorului exterior la diametrul maxim v_1 și de viteza tangențială a aripioarelor rotorice la diametrul maxim v_2. Coeficienții s-au calculat cu relațiile :

$$\alpha_{cb-a} = 15 + 6\ v_2^{-0{,}9}, \qquad (8)$$

pentru cap de bobină — aer interior ;

$$\alpha_{a-s} = 20 + 8{,}5\ v_2^{-0{,}7}, \qquad (9)$$

pentru aer interior — scut ;

$$\alpha_{s-a} = 20 + 13{,}5\ v_1^{-0{,}7}, \qquad (10)$$

pentru scut — aer exterior.

IV. În fine, o ultimă rezistență termică importantă, al cărei calcul ridică dificultăți, este rezistența întrefierului (r_{9-10}, r_{10-11}), prin care rotorul cedează căldură spre stator. În [2], [6], [14], se dau relații de calcul detaliate pentru coeficientul de schimb de căldură între stator și rotorul în mișcare, schimb realizat prin intermediul unei curgeri de aer turbulente (curgerea axială este neglijată).

Numărul lui Nasselt Nu se calculează prin intermediul unui coeficient de rugozitate f, care depinde de netezimea celor două suprafețe și de deschiderile crestăturilor.

Diferitele suprafețe de cedare a căldurii care intervin în cele 18 rezistențe au fost apreciate cu formule relativ simple, dar care țin cont de configurația particulară a fiecărei mașini.

2. Metodica de calcul a ventilației

Aceasta constă în : calculul circuitului de ventilație, elemente active și pasive ; calculul rezistențelor aerodinamice ; al debitului de aer care trece prin acest circuit de ventilație și calculul vitezei aerului la suprafața de cedare a căldurii. Cu valorile debitului și ale vitezei aerului de răcire se calculează coeficientul de cedare a căldurii α, care intră în calculul rezistențelor termice r_{1-0} și r_{2-0}.

2.1. Rezistențele aerodinamice. Calculul se face de obicei în următoarele ipoteze simplificatoare [15], [16] :

— toate rezistențele aerodinamice care compun circuitul de ventilație sînt independente de debit ;

— relația dintre presiunea H, debitul de aer Q și rezistența aerodinamică Z este dată de legea Atkinson $H = ZQ^2$;

— presiunea creată de ventilator este independentă de debit.

În unele cazuri, de exemplu, la îngustare și lărgire sau la o deviere a curentului de aer, rezistențele corespunzătoare sînt totuși dependente de numărul Reynolds, deci și de viteză ; practic, se poate considera aproape întotdeauna o

valoare medie pentru viteză [15], [16]. Toate calculele care s-au efectuat se referă numai la ventilatorul centrifugal cu palete radiale (drepte).

Metoda de calcul adoptată constă în împărțirea în elemente aerodinamice; se apreciază căderea de presiune pentru fiecare element aerodinamic, se determină rezistențele aerodinamice după formulele cunoscute, fără a ține seamă că procesele se influențează reciproc [18], [19]. În cazul curenților de aer ramificați la descompunere și compunere, se nasc turbioane care determină anumite pierderi de energie suplimentare, al căror aport este neesențial în mașinile electrice [19].

Teoretic, este bine studiată curgerea aerului prin canale închise. Pentru canale deschise curgerea aerului ieșit dintr-o parte închisă nu este cunoscută bine, de aceea calculul se face în anumite condiții [15], [18], [19]. Astfel se presupune că profilul vitezei format în partea închisă a calculelor se menține și în partea deschisă, suficient de departe fără schimbări substanțiale [19].

Rezistențele aerodinamice ale circuitului de ventilație luate în calcul sînt reprezentate în figura 4.

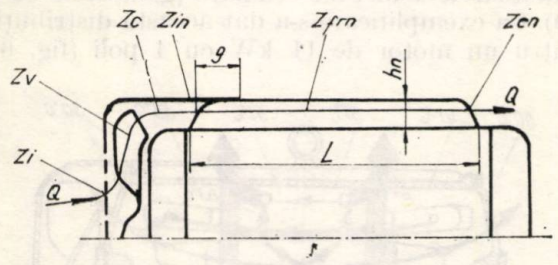


Fig. 4. Rezistențele aerodinamice ale circuitului de ventilație.

Pierderile de presiune în diferite porțiuni ale circuitului de ventilație sînt date de relația cunoscută :

$$\Delta H_i = \xi_i \frac{\gamma}{2g} v_i^2, \text{ kgf/m}^2, \qquad (12)$$

sau, înlocuind viteza în secțiunea i prin debit, obținem :

$$\Delta H_i = \xi_i \frac{\gamma}{2g} \frac{1}{S_i^2} Q, \text{ kgf/m}^2. \qquad (13)$$

Coeficientul de proporționalitate dintre pierderea de presiune și pătratul debitului de aer reprezintă rezistența aerodinamică Z_i :

$$Z_i = \xi_i \frac{\gamma}{2g} \frac{1}{S_i^2}, \text{ kgfs}^2/\text{m}^8, \qquad (14)$$

unde ξ_i este coeficientul rezistenței aerodinamice. Acesta depinde de forma geometrică a secțiunii prin care circulă aerul, dimensiunile și gradul de prelucrare a suprafețelor. Valorile acestui coeficient au fost luate pe baza datelor găsite în literatura de specialitate [8], [20]. Pentru un studiu mai aprofundat rezistențele aerodinamice pot fi împărțite în : rezistențe independente de nervurile de răcire și rezistențe dependente de nervuri. În prima categorie intră :

— rezistența de intrare Z_i ;

— rezistența ventilatorului Z_{iv} ;

— rezistența la cotire după ieșirea aerului din ventilator Z_c.

Din a doua categorie fac parte :

— rezistența de intrare în canalele formate din nervuri Z_{ic} ;

— rezistența de frecare în canalele formate de nervuri Z_{fc} ;

— rezistența la ieșirea din canalele formate de nervuri Z_{cc}.

2.2. Debitul și vitezele aerului de răcire. Pentru calculul debitului este necesar să se cunoască presiunea ventilatorului și rezistențele întregului circuit de ventilație.

Pentru calculul presiunii create de ventilator nu s-a folosit formula prezentată în [20], care consideră un coeficient constant (așa-numitul randament aerodinamic), ci s-a calculat pe baza observațiilor cuprinse în [21] și a măsurătorilor efectuate.

Avînd calculată presiunea creată de ventilator și rezistența aerodinamică totală a circuitului de ventilație, se poate calcula debitul de aer :

$$Q = \sqrt{\frac{H_e}{Z_0 + Z_c}},$$

unde s-au notat : Z_0 — rezistența independentă de nervurile de răcire, Z_c — rezistența dependentă de nervuri.

Viteza medie a aerului care trece prin canalele formate de nervuri rezultă din debitul de aer și secțiunea căii de curent. Viteza aerului pe cele două jumătăți ale carcasei reprezintă o anumită valoare din viteza medie calculată sau măsurată. Această valoare se poate determina pe baza măsurătorilor pe modele experimentale sau pe cîteva gabarite dintr-o serie unitară, iar valorile găsite se pot adopta pentru toate motoarele din serie, pe baza similitudinii între motoarele care formează seria.

3. Metodologia de calcul

3.1. Programul de calcul. Calculul supratemperaturilor în cele 15 puncte se face pe calculator electronic. Schema-bloc pentru calculul pe calculator electronic se dă în figura 5.

Datele inițiale se referă la geometria mașinii, pierderile din mașină și coeficienții de schimb de căldură. Valoarea coeficienților depinde de nenumărați factori și se schimbă odată cu

schimbarea materialelor, tehnologiei, construcției. În capitolul 2.4. s-au indicat valorile utilizate în calcul și recomandate pentru mașinile din gabaritele 90...280.

După calcularea vitezelor aerului de răcire și a debitului de aer, care constituie date de intrare pentru rezistențele termice, se efectuează calculul

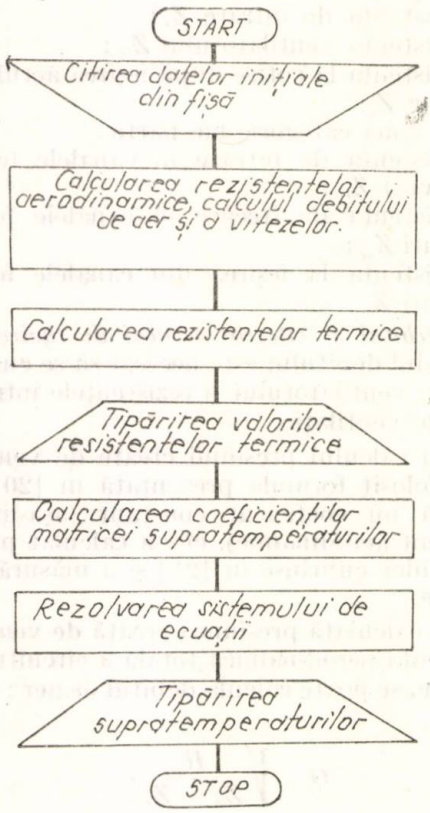


Fig. 5. Schema-bloc pentru calculul supratemperaturilor în 15 puncte ale mașinii electrice.

și tipărirea acestora. Odată rezistențele cunoscute, se poate elabora matricea coeficienților sistemului de 15 ecuații, conform relațiilor (5), (9), (10) (fig. 6). Rezultatele tipărite reprezintă supratemperaturile în cele 15 puncte ale mașinii.

3.2. Considerații asupra preciziei metodei. Precizia cu care se pot determina încălzirile surselor de căldură și temperatura medie a bobinajului statoric depinde, evident, de precizia cu care se cunosc mărimile care intervin în rețeaua echivalentă:

— pierderile încălzitoare și distribuția lor în mașină;

— rezistențele termice (în particular coeficienții de cedare a căldurii);

— debitul de aer.

Pierderile în înfășurarea statorică și în colivia rotorică se pot calcula cu precizie foarte bună, ca și pierderile în jugul și dinții statorului. Problema cea mai dificilă o ridică aprecierea pierderilor suplimentare în sarcină. Pe baza calculelor și a măsurătorilor efectuate, s-a ajuns la concluzia că o predeterminare corectă a încălzirii unei mașini proiectate este posibilă numai dacă se dispune de o metodă relativ precisă de determinare a pierderilor suplimentare.

Erorile de apreciere a rezistențelor termice sînt legate, în principal, de dificultățile de cunoaștere a coeficienților de cedare a căldurii. Influența abaterii de la dimensiunile luate în calcul (de exemplu, grosimea izolației sau a carcasei) este foarte mică, deoarece, în general, aceste abateri acționează în ambele sensuri. Nici aprecierea mai puțin exactă a suprafețelor de cedare a căldurii nu este prea importantă, de aceea nu se recomandă proiectanților să utilizeze formule complicate pentru calculul suprafețelor, care ar încărca inutil fișa de date inițiale, fără a crește prea mult precizia calculului.

După cum rezultă dintr-un calcul foarte detaliat [10] erorile în aprecierea rezistențelor au o influență cu atît mai mare asupra temperaturilor surselor, cu cît sînt mai mari fluxurile termice care le parcurg.

Chiar erori de 30...50% pot avea o influență neglijabilă dacă rezistențele sînt mari și parcurse de fluxuri mici [10]. De aceea, este interesant de menționat care este distribuția fluxurilor termice în motoarele asincrone studiate (gabaritele 90—280). Ca exemplificare s-a dat această distribuție pentru un motor de 11 kW cu 4 poli (fig. 6).

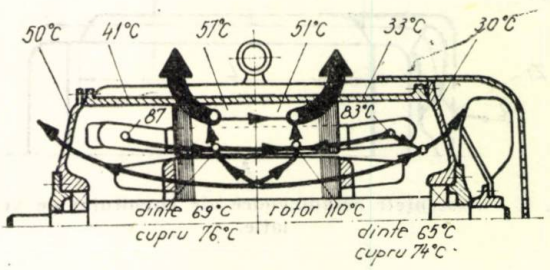


Fig. 6. Distribuția fluxurilor termice și temperaturilor la un motor de 11 kW cu 4 poli (valori calculate).

În general, la mașinile din seria studiată fluxurile cele mai mari trec de la pachetul stator la carcasă, de la dinți la jug și de la înfășurarea statorică la dinți și la jug. Rotorul cedează o parte mai mare de căldură spre stator prin întrefier și ceva mai puțin spre aerul din partea frontală a mașinii. Fluxurile termice axiale din mașină sînt în general mici, cu excepția fluxului de la capul de bobină spre cuprul din crestătură (sau invers), care poate fi uneori mare. De la capul de bobină pleacă un flux termic foarte mic către aerul frontal. Prin scuturi se elimină cel mult 20% din pierderile mașinii. Astfel, reprezentarea fluxurilor arătate în figură permite să se aprecieze căror rezistențe trebuie să li se acorde cea mai mare atenție la calcul.

Variația debitului de aer are o influență importantă asupra încălzirii mașinii și unul din avantajele metodicii elaborate este acela că permite studierea comodă a acestei influențe. În figura 7

sînt reprezentate încălzirile în cîteva puncte ale unui motor de 11 kW la 3 valori diferite ale debitului: o valoare considerată nominală, o valoare cu 50% mai mică și una cu 50% mai

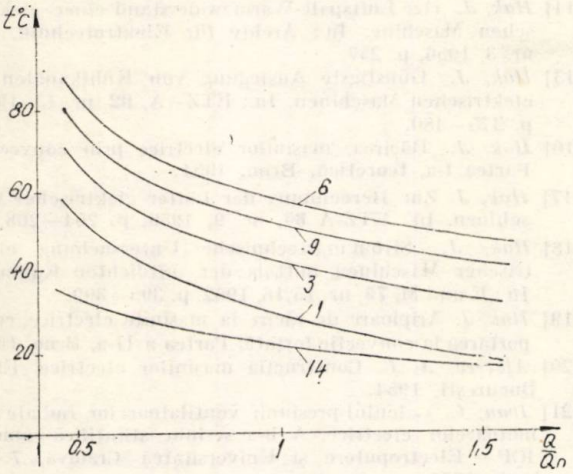


Fig 7 Variația temperaturii cu debitul în cîteva puncte, la un motor de 11 kW cu 4 poli:
1 — carcasa, *3* — parchetul stator, *6* — bobinajul statoric din crestătură, *9* — dinții stator, *14* — scutul din partea ventilatorului.

mare decît prima. Se constată că temperatura cuprului din crestătură (curba *6*) crește cu 47% cînd debitul scade la jumătate, dar scade cu numai 21% cînd debitul crește cu 50%. Pe baza unei asemenea analize, cunoscînd pierderile de ventilație și costul celor 3 ventilatoare folosite, se poate aprecia care este soluția cea mai economică pentru ansamblul mașinii. Din această figură se poate aprecia care este influența erorii de calcul a debitului asupra încălzirilor, la motorul considerat.

4. Rezultate de calcul și experimentale

Metodica descrisă a fost aplicată la calculul motoarelor din gabaritele 90...280. Calculele s-au grupat în două categorii: calcule de predeterminare și de cercetare a influenței diferiților parametri asupra încălzirii.

În cadrul lucrărilor de proiectare a unei noi serii unitare, metodica s-a utilizat pentru calculul încălzirii medii a bobinajului stator și pentru obținerea de informații cu privire la distribuția fluxurilor termice din mașină. Verificarea experimentală s-a făcut prin măsurarea încălzirii medii prin metoda variației rezistenței, iar temperaturile diferitelor puncte s-au măsurat cu ajutorul a 28 de termocuple, împărțite în 2 seturi: 14 plasate într-un plan vertical ce trece prin axul mașinii și 14, într-un plan ce face un unghi de 120° cu primul.

Valoarea debitului de aer calculat, cum s-a arătat mai sus, a fost verificată experimental prin măsurători de ventilație.

Din compararea valorilor debitului calculat cu valorile debitului măsurat cu rezultat diferențe care se încadrează în limitele a $\pm 5\%$.

Pentru determinarea vitezei aerului de răcire, care trece prin canalele formate de nervuri, s-au făcut măsurători experimentale pe modelele funcționale din gabaritele 132—280 din seria unitară. Măsurătorile s-au făcut prin ridicarea profilului vitezei în cîteva secțiuni ale canalelor de răcire, determinîndu-se o valoare medie pentru fiecare din cele două porțiuni considerate la calculul termic.

Pentru decelarea exactă a erorilor de calcul ale metodicii elaborate s-au introdus în fișa de date pierderile reale, măsurate la platformă. Pierderile suplimentare s-au măsurat cu metoda de rotire contracîmp (Reverse Rotation Test) conform standardului american ASA—C 50 (1954). Aceste pierderi diferă de multe ori, considerabil, de valoarea 0,5% din puterea nominală și pentru evitarea introducerii acestei erori în calculul de încălzire s-au considerat valorile măsurate.

În condițiile de mai sus erorile obținute la încălzirea medie a bobinajului stator se încadrează în domeniul $\pm 5\%$, plajă care confirmă pe deplin utilitatea calculului. Temperaturile celorlalte părți ale mașinii, confirmate calitativ de măsurările cu termocuple, au permis studierea distribuției diferitelor fluxuri termice și luarea de măsuri operative pentru îmbunătățirea cedării pierderilor.

Metodica a fost folosită pentru diferite studii pe mașinile din seria amintită. S-a studiat influența variației debitului (fig. 7), a suprafețelor de cedare, numărului de aripioare rotorice, pierderilor suplimentare, pierderilor din stator și rotor. Rezultatele calculului au condus la concluzii interesante pentru proiectare.

5. Concluzii

Cu metodica elaborată se poate determina, cu o precizie bună, încălzirea medie a înfășurării statorice cu condiția cunoașterii relativ exacte a pierderilor din mașină.

Metodica poate fi utilizată cu succes la proiectarea curentă, atît pentru verificarea încălzirii, cît și pentru modificarea construcției, în scopul obținerii unor mașini cît mai economice.

Pentru utilizarea metodicii trebuie să se dispună de un calculator electronic capabil să rezolve un sistem de 15 ecuații cu 15 necunoscute.

Bibliografie

[1] *Reichert, K.* Berechnung der Temperaturverteilung in elektrischen Maschinen mit Hilfe der Differenzenrechnung. In: ETZ—A, **90**, nr. 6, 1969, p. 137—142.

[2] *Benecke, W.* Temperaturfeld und Wärmefluss bei kleineren oberflächengekühlten Drehstrommotoren mit Käfigläufer. In: ETZ—A, **87**, nr. 13, 1966, p. 455—459.

[3] *Keve, Th.* Anwendung des Digitalrechners und Methoden zur Bestimmung der Parameter für Erwärmungsrechnung der Asynchronmotoren mit Oberflächenkühlung. In: Conti-Elektro Berichte, ian-iun, 1967, p. 42—49.
[4] *Reiche, H., Richter, M.* și *Segler, D.* Der Einsatz von Rechenautomaten für elektrotechnische Berechnungen.7. Die Berechnung der Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen und Geräte. In: Elektrie, **21**, nr. 9, 1967, p. 317—321.
[5] *Hak, J.* Lösung eines Wärmequellennetzes mit Berücksichtigung der Kühlströme. In: Archiv für Elektrotechnik, **42**, nr. 3, 1956, p. 137—154.
[6] *Schuisky, W.* Berechnung elektrischer Maschinen. Wien, Springer-Verlag, 1960, XI + 534 p.
[7] *Ivan, C.* Contribuții la studiul aerodinamic al motoarelor electrice cu răcire exterioară. A 13—a sesiune științifică a I.P. — Cluj, 22—23 feb, 1974.
[8] *Postnikov, I.M.* Proiectarea mașinilor electrice. București, Ed. tehnică, 1952.
[9] *Klamt, J.* Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen. Berlin-Göttingen-Heidelberg, Springer-Verlag, 1954, VIII + 336 p.
[10] *Hak, J.* Einfluss des Unsicherheit de Berechnung von einzelnen Wärmewiderständen auf die Genauigkeit des Wärmequellen-Netzes. In: Archiv für Elektrotechnik, **47**, 1963, nr. 6, p. 370 — 383.
[11] *Hak, J.* Wärmequellen-Netze elektrischer Maschinen. In: Elektrotechnik und Maschinenbau, **76**, nr. 11, p. 236—243.
[12] *Gotter, G.* Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen. Berlin-Göttingen-Heidelberg, Springer-Verlag, 1954, XI + 328 p.
[13] *Schubert, E.* Wärmeübergangszahlen an Wickelköpfen und Lagerschilden geschlossener Asynchronmaschinen. In: Elektrie **22**, nr. 4, 1968. p. 160—162.
[14] *Hak, J.* Der Luftspalt-Wärmewiderstand einer elektrischen Maschine. In: Archiv für Elektrotechnik, **42**. nr. 3, 1956, p. 257.
[15] *Hak, J.* Günstigste Auslegung von Kühlkanälen in elektrischen Maschinen. In: ETZ—A, **82**, nr. 15, 1961, p. 475—480.
[16] *Hak, J.* Răcirea, mașinilor electrice prin convecție. Partea I-a, teoretică, Brno, 1954.
[17] *Hak, J.* Zur Berechnung der Lüfter elektrischer Maschinen. In: ETZ-A **80**, nr. 9, 1959, p. 264—268.
[18] *Hak, J.* Strömungstechnische Untersuchung elektrischer Maschinen mittels der luftdichten Kammer. In: E und M, **79**, nr. 15/16, 1962, p. 395—399.
[19] *Hak, J.* Aripioare de răcire la mașinile electrice, comportarea la convecție forțată. Partea a II-a, Brno, 1954.
[20] *Alexeev, A. E.* Construcția mașinilor electrice. EES, București, 1954.
[21] *Ivan, C.* Calculul presiunii ventilatoarelor radiale ale motoarelor electrice. A 3-a sesiune științifică comună ICP — Electroputere și Universitatea Craiova, 7 — 9 iunie 1974.

Intrat în redacție la 7.IX.1976

CZ 621.3.032.2

ELECTROZI POROȘI
CERCETARE

Metode de cercetare a electrozilor poroși

LIVIU ONICIU și ANDREI BANDI* — Cluj — Napoca, București

Introducere

Studiul electrozilor poroși urmărește găsirea unor caracteristici și determinarea influenței pe care acestea o exercită asupra proceselor de electrod.

Majoritatea electrozilor utilizați în pilele de combustie sînt corpuri poroase în masa cărora se introduc catalizatori adecvați. Construcția electrozilor trebuie astfel aleasă încît să asigure obținerea unor densități mari de curent.

Cercetarea proprietăților electrozilor poroși vizează două probleme importante: cinetica proceselor de electrod și structura electrozilor.

1. Cercetarea cinetică a proceselor de electrod

Metodele de determinare a relației curent-potențial pentru reacțiile ce au loc pe electrozii poroși sînt aceleași ca și pentru electrozii lucioși. Scopul urmărit este corelarea performanțelor electrozilor poroși cu una sau mai multe proprietăți fizice structurale.

La supratensiuni mici reacția pe electrozii poroși este asemănătoare cu reacția pe electrozii lucioși, cu excepția faptului că zona electrochimic-activă este mai mare.

La supratensiuni mari, difuzia speciilor reactante fiind lentă, apar supratensiuni de concentrație mari care asociate cu căderea ohmică din interiorul porilor perturbă, mai mult sau mai puțin, procesele de transfer de la interfață.

Majoritatea cercetărilor consacrate mecanismului de reacție s-au efectuat pe electrozii de geometrie simplă. Aceste cercetări însă, nu pot suplini pe cele efectuate pe electrozi poroși deoarece structura și modul de repartizare a catalizatorului în interiorul porilor influențează foarte mult desfășurarea proceselor de electrod.

1.1. Metodele staționare, de studiu ale electrozilor poroși (galvanostatice, potențiostatice) se folosesc pentru stabilirea relației curent-potențial. Metodele sînt relativ simple și furnizează unele date globale, utile pentru compararea performanțelor electrozilor. Justi și colab. [1], utilizînd curbe de polarizare $i = f(\eta)$ galvanostatice, au reușit să stabilească construcția optimă a electrozilor, care le conferă cele mai bune caracteristici electrochimice. Ei au pus în evidență, pe această cale, influența pe care o exercită activarea electrodului la potențial controlat, asupra polarizării sale (fig. 1).

După cum se observă din această figură, activarea are un efect favorabil, electrodul *b*

* Prof. dr. doc. *L. Oniciu* își desfășoară activitatea în adrul Universității din Cluj-Napoca, iar ing. *A. Bandi* este ercetător științific la Centrul ce chimie-fizică, București.

avînd o supratensiune mai scăzută decît electrodul *a*, pentru aceeași valoare a curentului.

În figura 2 este reprezentată schema unei instalații pentru determinarea potențialelor de electrod prin metoda galvanostatică.

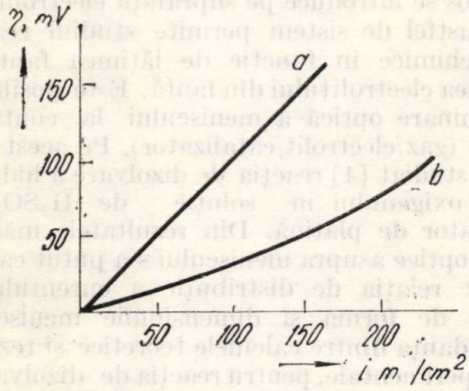


Fig. 1. Curbele de polarizare ale electrozilor Ni-Raney: *a* — electrod neactivat electrochimic; *b* — electrod activat electrochimic.

Metoda potențiostatică este, de asemenea, des folosită pentru obținerea curbelor $i = f(\eta)$. Schema de principiu a unei instalații potențiostatice este redată în figura 3[1].

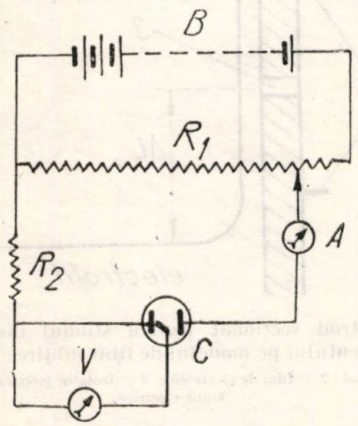


Fig. 2. Schema instalației pentru determinarea potențialelor prin metoda galvanostatică:

A — ampermetru; *B* — sursă de curent continuu; *C* — celulă de polarizare; R_1 — rezistență în montaj potențiometric; R_2 — rezistență; *V* — voltmetru electronic.

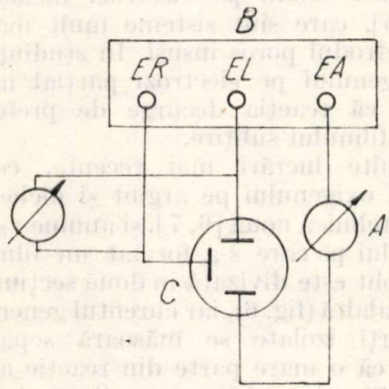


Fig. 3. Schema instalației pentru determinarea carenților de polarizare prin metoda potențiostatică:

A — ampermetru; *B* — potențiostat; *C* — celulă de polarizare; *El* — electrod de lucru; *EA* — electrod auxiliar; *ER* — electrod de referință; *V* — voltmetru electronic.

1.2. Metode de relaxare. Dificultățile întîlnite în studiul proprietăților electrozilor poroși se datorează, în mare parte, caracteristicilor lor geometrice. Metodele de relaxare sînt capabile să furnizeze numeroase date despre proprietățile electrozilor poroși [3]. Posibilitatea extinderii metodelor de relaxare de la electrozi cu geometrie simplă la electrozi poroși se poate face numai în urma unei analize aprofundate a structurii. Planul general de studiu după Bonnemay și colab. [3], începe, de fapt, cu alegerea unui model pentru un element constituent al electrodului, stabilirea circuitului echivalent (linie de transmisie RC, fig. 4) și stabilirea ecuațiilor

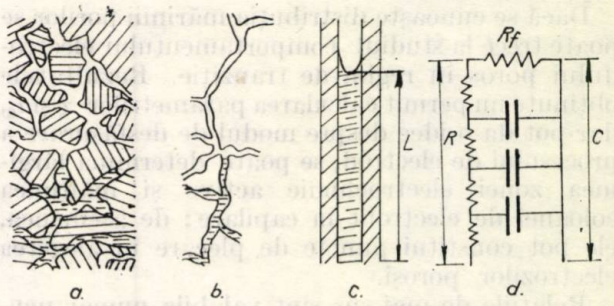


Fig. 4. Asimilarea unui electrod poros cu o linie de transmisie RC:

a — electrod poros; *b* — unitate elementară; *c* — electrod monotubular cu lungime *L*; *d* — linie de transmisie RC (*Rf* — rezistență de polarizare); *R* — rezistența electrolitului din pori; *C* — capacitatea totală a stratului dublu.

caracteristice. Aceste ecuații pentru un circuit ca cel din figura 4, pentru tensiunea *V* și curentul *I*, într-un punct oarecare *x* al liniei *RC* sînt:

$$\frac{\partial V(x,t)}{\partial x} = -\frac{R}{L} I(x,t), \tag{1}$$

$$\frac{\partial I(x,t)}{\partial x} = -\frac{C}{L}\frac{\partial V(x,t)}{\partial t}, \tag{2}$$

care împreună dau relațiile:

$$\frac{\partial^2 V(x,t)}{\partial x^2} = \frac{RC}{L^2}\frac{\partial V(x,t)}{\partial t}, \tag{3}$$

$$\frac{\partial^2 I(x,t)}{\partial x^2} = \frac{RC}{L^2}\frac{\partial I(x,t)}{\partial t}. \tag{4}$$

Dacă se aplică un impuls galvanostatic de amplitudine I_0, la origine ($x = 0$) și se măsoară potențialul în acest punct, după o serie de calcule, se obține:

$$V(0,t) = 2I_0\sqrt{\frac{RT}{\pi C}}, \tag{5}$$

$$V(0,\infty) = I_0(R + R_f). \tag{6}$$

În cazul unui impuls potențiostatic V_0, în condiții similare se găsește :

$$I(0, t) = V_0 \sqrt{\frac{C}{\pi R t}}, \qquad (7)$$

și :

$$I(0, \infty) = \frac{V_0}{R + R_f}. \qquad (8)$$

Asocierea curbelor experimentale $V(t)$ și $I(t)$ cu relațiile date face posibilă determinarea rezistenței globale de polarizare ($R_f = d\eta/di)_{i\to 0}$ și a capacității totale.

Dacă se cunoaște distribuția mărimii porilor se poate trece la studiul comportamentului electrodului poros în regim de tranziție. Rezultatele obținute nu permit calcularea parametrilor η și i_0, dar pot da o idee despre modul de desfășurare a procesului de electrod, se poate determina lărgimea zonei electrochimic active și înălțimea coloanei de electrolit în capilare ; de asemenea, ele pot constitui puncte de plecare în alegerea electrozilor poroși.

Relațiile de mai sus sînt valabile numai pentru modelul adoptat mai înainte.

2. Cercetarea pe modele

Electrozii poroși sînt sisteme complexe și analiza cineticii de reacție este, practic, imposibilă. Ieșirea din acest impas este posibilă pe calea cercetării cineticii de reacție pe modele. Modelul constituie reproducerea unui element structural din electrodul poros, ale cărei proprietăți electrochimice sînt perfect determinabile. Studiul reacției electrochimice pe un singur por este foarte dificil din cauză că generează curenți foarte mici. Bockris, Nanis și Cahan [4] au imaginat o instalație unde interfața metal/soluție este o fantă cu lățime variabilă ($<10^{-4}$ cm). Această instalație este prezentată în figura 5. Pereții fantei sînt

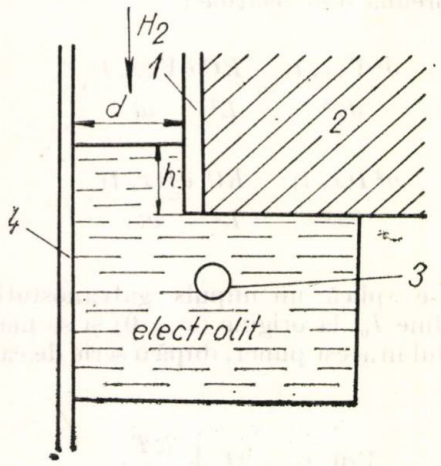


Fig. 5. Aparat pentru studiul reacției de electrod într-o singură fantă :
1 — strat catalizator ; 2 — suport de sticlă ; 3 — electrod auxiliar ; 4 — perete transparent (din SiO) ; h — înălțimea fantei.

construiți din materiale optic transparente, pe unul din pereți găsindu-se electrocatalizatorul sub formă de film subțire. Nivelul electrolitului din fantă este reglabil. Electrodul auxiliar se găsește în compartimentul de electrolit. Reactantul gazos se introduce pe suprafața electrolitului.

Un astfel de sistem permite studiul reacției electrochimice în funcție de lățimea fantei și înălțimea electrolitului din fantă. Este posibilă și o examinare optică a meniscului la contactul trifazic (gaz/electrolit/catalizator). Pe acest model s-a studiat [4] reacția de dizolvare a hidrogenul și oxigenului în soluție de H_2SO_4, pe catalizator de platină. Din rezultatele măsurătorilor optice asupra meniscului s-a putut calcula teoretic relația de distribuție a curentului în funcție de forma și dimensiunile meniscului. Concordanța dintre calculele teoretice și rezultatele experimentale, pentru reacția de dizolvare a hidrogenului și oxigenului, este foarte bună.

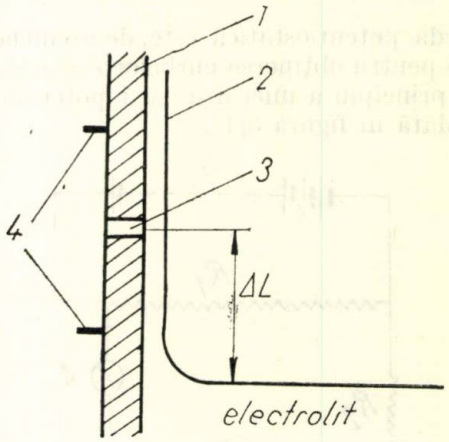


Fig. 6. Electrod secționat pentru studiul distribuției curentului pe modelul de film subțire :
1 — electrod ; 2 — film de electrolit ; 3 — izolator (separator) ; 4 — conexiuni electrice.

În ultima vreme pentru studiul electrozilor poroși se folosește tot mai mult modelul filmului subțire. Pentru înțelegerea acestui model s-au făcut multe studii pe electrozi lucioși parțial imerși [5], care sînt sisteme mult mai simple decît electrodul poros însuși. În studiul dizolvării hidrogenului pe electrozi parțial imerși s-a observat că reacția decurge de preferință în regiunea filmului subțire.

În multe lucrări mai recente, consacrate dizolvării oxigenului pe argint și nichel, se utilizează o tehnică nouă [6, 7], și anume : suprafața electrodului pe care s-a format un film subțire de electrolit este divizată în două secțiuni izolate una de cealaltă (fig. 6), iar curentul generat în cele două părți izolate se măsoară separat. S-a observat că o mare parte din reacție are loc în regiunea filmului subțire, contribuția la curentul total a suprafeței, ce se află sub separator, fiind neglijabilă probabil datorită fenomenelor de transport de masă.

3. Cercetarea structurii electrozilor poroși

3.1. Porozitatea totală este raportul dintre volumul porilor și volumul total al electrodului. În practică se apelează adesea la așa-numita porozitate efectivă [8], care reprezintă raportul dintre volumul porilor deschiși și volumul total al electrodului.

Metoda cea mai generală pentru determinarea porozității se bazează pe determinarea volumului total al electrodului prin imersia lui într-un lichid care nu pătrunde în pori (de ex. Hg), urmînd ca volumul porilor să se determine fie prin compactizarea materialului pînă ce porii dispar, fie prin introducerea electrodului într-un container care se videază și se introduce apoi o cantitate cunoscută de gaz [9]. În primul caz se determină volumul materialului compactizat, iar în al doilea caz, după ce sistemul a atins echilibrul, pe baza legii Boyle — Maryotte, se determină volumul propriu porilor.Scheidegger [10] propune determinrea porozității prin măsurarea densității materialului inițial.

Porozitatea este dată de relația :

$$P = 1 - \frac{\rho p}{\rho i}, \tag{9}$$

unde : ρ_p este densitatea materialului poros, iar ρ_i — densitatea materialului inițial.

Metoda este aplicabilă dacă materialul poros are densitate uniformă.

Unii autori [11] determină porozitatea electrozilor prin absorbția apei și a mercurului la presiuni mai mici decît presiunea atmosferică. Metoda s-a aplicat cu succes la electrozii poroși de teflon și grafit. Lago și colab. [12] folosesc pentru determinarea porozității electrodepunerea cuprului din soluția de sulfat de cupru și acid sulfuric. Metoda se aplică numai în cazul electrozilor buni conducători de electricitate.

Röntgenografia [13], curbele de distribuție a mărimii porilor [14], măsurătorile de permeabilitate pentru gaze [15], pot fi, de asemenea, folosite pentru determinarea porozității.

Prin metoda permeabilității se stabilește, ca caracteristică a porozității, diametrul echivalent al porilor. Mai întîi se calculează coeficientul de permeabilitate B_0, cu ajutorul relației :

$$B_0 = (P/K_t^2)\,(M^2/L), \tag{10}$$

unde : K_t este factorul de tortuozitate, M — media razelor hidraulice, P — porozitatea, iar L — lungimea probei. Cunoscînd B_0 se poate afla M și diametrul echivalent al porilor întrucît $D = 4M$.

3.2. Distribuția mărimii porilor. Importanța cunoașterii *spectrului de porozitate* este larg dezbătură în literatura de specialitate, majoritatea lucrărilor bazîndu-se pe experiențe efectuate cu diferite materiale poroase folosite drept electrocatalizatori [16—22]. În lucrare se descriu două metode des folosite pentru determinarea distribuției mărimii porilor : porozimetria cu mercur și condensarea capilară.

Porozimetria cu mercur este cea mai cunoscută metodă de determinare a mărimii porilor în domeniul $10^{-6} - 10^{-2}$ cm. Metoda [2 — 24] se bazează pe introducerea mercurului în capul poros la diferite presiuni, cantitatea de mercur care pătrunde în pori fiind determinată de presiune și de diametrul (raza) porilor. Notînd raza porului cu r, mercurul va intra în acest por cînd presiunea exterioară este egală sau mai mare decît :

$$p = \frac{2\gamma\cos\theta}{r}, \tag{11}$$

unde : γ și θ sînt tensiunea superficială și unghiul de contact la interfața mercur/solid. Cunoscînd γ și θ din măsurători independente, se va găsi raza celui mai mic por în care mercurul mai poate intra. Volumul mercurului pătruns în pori prin creșterea presiunii, se determină experimental. Funcția de distribuție a mărimii porilor f(r) va fi [25] :

$$f(r) = \int_r^\infty \Phi\,(r)dr, \tag{12}$$

unde : $\Phi\,(r)$ reprezintă probabilitatea de a găsi raza porilor între r și $r + dr$.

În figura 7 sînt reprezentate funcțiile f(r) și log $\Phi(r)$ pentru un electrod de nichel sinterizat [26].

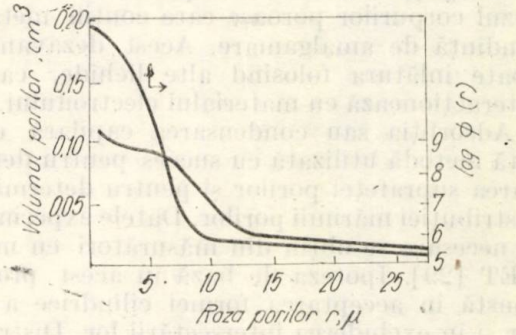


Fig. 7. Funcțiile de distribuție pentru electrod de nichel sinterizat.

Există o mare varietate de porozimetrie, caracteristicile lor fiind adecvate pentru anumite domenii de porozitate. Se deosebesc porozimetre de presiune joasă (pentru pori mari), presiune ridicată (pentru pori mici) și bomba porozimetrică pentru presiuni foarte mari [27]. În figura 8 se poate vedea schema unui porozimetru cu mercur de joasă presiune [28].

La începutul experienței, cu ajutorul robinetelor a, b, c și d, se videază sistemul, apoi prin

deschiderea robinetului *b* se lasă să pătrundă mercurul din rezervoul *l* pînă la reperul de deasupra robinetului *d*; se umple cu mercur și cavitatea *3*, unde se află proba. Cu ajutorul robinetelor *e* și *d* se crează o anumită presiune în

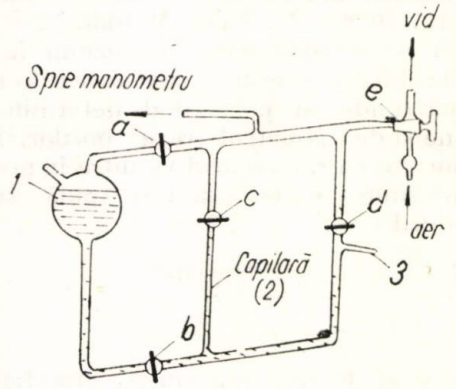


Fig. 8. Schema porozimetrului cu mercur de joasă presiune

sistem, urmărind în capilara *2* variația nivelului mercurului datorită pătrunderii acestuia în pori. Citind această variație (Δh), se calculează volumul porilor (V) care s-a umplut cu mercur pentru presiunea dată:

$$V = \frac{\pi d^2}{4} \cdot \frac{\Delta h}{m} = K \frac{\Delta h}{m}, \qquad (13)$$

unde: m este greutatea probei, iar d este diametrul capilarei *2*.

Principalul dezavantaj al metodei porozimetrice cu mercur constă în caracterul ei distructiv. Electrozii folosiți la determinări porozimetrice prin această metodă nu se pot utiliza și în alte investigații. Metoda nu poate fi folosită în cazul corpurilor poroase care conțin metale cu tendință de amalgamare. Acest dezavantaj se poate înlătura folosind alte lichide, care nu interacționează cu materialul electrodului.

Adsorbția sau condensarea capilară este o altă metodă utilizată cu succes pentru determinarea suprafeței porilor și pentru determinarea distribuției mărimii porilor. Datele experimentale necesare se obțin din măsurători cu metoda BET [29]. Ipoteza de bază în acest procedeu constă în acceptarea formei cilindrice a porilor și în excluderea intersectării lor. Distribuția porilor se calculează prin derivarea următoarei expresii [14]:

$$V_p - V_a = \int_{r_c}^{\infty} \pi (r - t)^2 L dr, \qquad (14)$$

unde: V_p este volumul total al porilor, V_a — volumul adsorbit, r — raza porilor, r_0 — raza critică a porilor, t — grosimea stratului adsorbant, iar L — funcția de distribuție a mărimii porilor. Raza critică a porilor r_c este legată de presiunea relativă a adsorbantului p/p_s.

Pentru calcul se utilizează izotermia de desorbție. În figura 9 este reprezentată izoterma de desorbție pentru un catalizator (electrod) platină-teflon [14].

În figura 10 este reprezentată curba de distribuție a mărimii porilor derivată din izoterma din figura 9 [14].

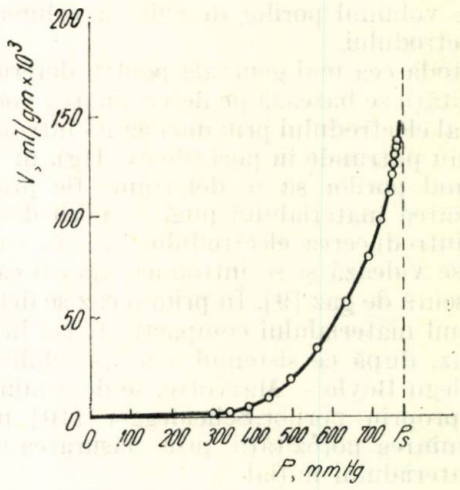


Fig. 9. Izoterma de desorbție pentru un electrod poros de platină-teflon.

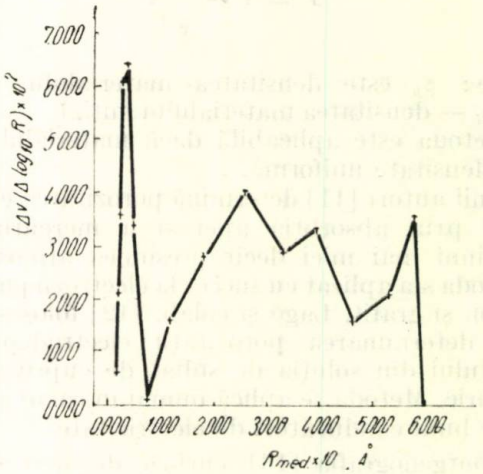


Fig. 10. Curba de distribuție a mărimii porilor, obținută din curba de desorbție (fig 9).

Analizînd curba din figura 10 se observă un maximum la 25—50 Å. Acest maxim se explică prin granulația inițială a amestecului care a fost de circa 30—50 Å. Vîrfurile de la 250 și 575 Å se datorează efectului prelucrării prin presare și sinterizare a pulberii.

Alegînd o tehnică adecvată, metoda se aplică foarte bine pentru corpuri poroase cu pori cuprinși între 20 și 600 Å; pentru structuri poroase cu $r > 600$ Å nu este utilizabilă. Metoda condensării capilare are avantajul de a nu fi distructivă.

3.3. Suprafața (specifică) a porilor este o măsură directă a proprietăților electrocatalitice ale unui corp poros.

Cea mai folosită metodă pentru determinarea suprafeței porilor este, așa cum s-a amintit mai

înainte, metoda BET [29], binecunoscută și descrisă pe larg în literatura de specialitate. Determinările duc la suprafață totală a electrodului poros, dar ar fi interesant să se cunoască fracțiunea din suprafața care este capabilă să absoarbă moleculele reactante. Utilizînd mai întîi un gaz inert care se absoarbe pe întreaga suprafață, iar apoi gaze care se adsorb numai pe catalizator, este posibilă aprecierea suprafeței catalitice disponibile pentru reacție.

Metoda BET se bazează pe generalizarea teoriei adsorbției monomoleculare a lui Langmuir. Pentru determinări se utilizează forma liniarizată a ecuației BET :

$$\frac{p/p_s}{V(1-p/p_s)} = \frac{1}{V_m C} + \frac{C-1}{V_m C} \cdot p/p_s, \qquad (15)$$

unde :
$C = \exp(E_a - E_1)/RT$, V este volumul de gaz adsorbit la presiunea p, p_s — presiunea de saturație a gazului, V_m — volumul de gaz ce corespunde absorbției unui strat monomolecular, E_1 — căldura de lichefiere a gazului adsorbit, iar E_a — căldura de adsorbție.

Din panta dreptei $\frac{p/p_s}{V(1-p/p_s)} = (p/p_s)$ se calculează suprafața porilor cunoscînd suprafața moleculară a adsorbantului.

Metodele electrochimice de determinare a suprafeței porilor se bazează pe măsurarea capacității stratului dublu a electrozilor poroși [30, 31]. Problema principală este, ca și în metoda BET, determinarea acelei suprafețe specifice care este disponibilă pentru reacția electrochimică în timpul funcționării pilei de de combustie.

Dacă unui electrod care se află în stare staționară, la un curent constant, se aplică un potențial suplimentar, de exemplu 0,1 V și se înregistrează în timp variația curentului, se pot obține informații despre suprafața efectiv utilizată pentru generarea acestui curent suplimentar.

Dintre diferitele metode de determinare a capacității stratului dublu la electrozii poroși se exemplifică cea folosită de Mc. Mullen și Hackerman [31]. Prin această metodă se aplică sistemului impulsuri dreptunghiulare, capacitatea statului dublu (C) calculîndu-se cu ajutorul funcției $V = f(t)$. Pentru un timp suficient de scurt ($t \ll RC$) :

$$dV/dt = V_0/RC, \qquad (16)$$

unde : V_0 este tensiunea aplicată, iar R — rezistența efectrodului. Capacitatea stratului dublu se calculează din panta dreptei $= V\,f(t)$. Schema instalației folosite este redată în figura 11.

3.4. Distribuția particulelor de catalizator și localizarea fazelor în electrod. Pentru studiul particulelor de catalizator și localizarea fazelor se utilizează cu mult succes metoda röntgenografică. Ca metodă de studiu a electrozilor poroși aceasta a fost utilizată pentru prima dată de Bonnemy, Bronoël, Levart și Pesterber [32], în anul 1962. Adsorbția razelor X permite determinarea porozității globale. Această metodă este nedistructivă și permite detectarea heterogenităților și punerea în evidență a

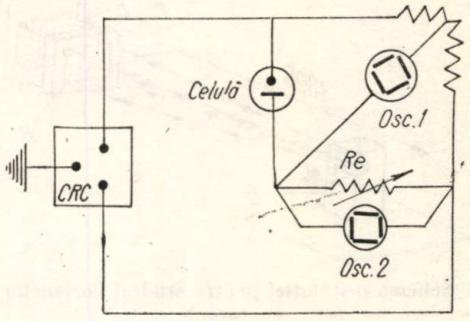


Fig. 11. Montaj pentru impulsuri galvanostatice adaptat la măsurarea capacității stratului dublu la electrozii poroși.

orientării preferențiale a porilor. Este posibilă identificarea poziției fazelor (lichid-gaz) în pori, factor hotărîtor în comportamentul electrochimic al electrozilor poroși.

Adeseori scăderea performanțelor electrozilor în timpul funcționării este cauzată de înnecarea electrodului cu electrolit.

Pentru studiul dispersiei catalizatorului în electrod, radiația trebuie să fie puternic adsorbită de catalizator și relativ puțin de către suport. Acesta este cazul unui catalizator metalic depus pe un suport nemetalic (de ex. cărbune, teflon etc.).

Relația care exprimă adsorbția unui fascicul de raze X cu intensitatea I_0, într-un solid de densitate ρ și grosime x, este de forma [13];

$$A = I_0 - I = I_0\left[1 - \exp\left(-\frac{\mu}{\rho} \cdot x\right)\right], \qquad (17)$$

unde : μ este coeficientul de adsorbție liniară a solidului.

Rezultate interesante au fost obținute dintr-un studiu intreprins pe electrozi de cărbune dublu strat [13], cînd, urmărindu-se adsorbția razelor X în funcție de potențialul electrodului, s-a constatat că mărind polarizarea, adsorbția razelor X crește în zona electrodului umplut cu electrolit. Această modificare a adsorbției se poate explica printr-o modificare a compoziției electrolitului sau, mai probabil, prin inundarea porilor cu electrolit.

În figura 12 se arată principiul de construcție a instalației pentru studiul corpurilor poroase cu raze X [32].

3.5. Microstructura electrozilor poroși. Cercetarea microstructurii electrozilor poroși se face prin microscopie optică sau electronică. Aceste metode permit stabilirea distribuției catalizatorului în volumul electrodului, aderența particulelor de catalizator la materialul utilizat drept

suport, precum și uniformitatea porozității în diferite secțiuni ale electrodului. Asemenea studii au fost intreprinse de Lasko și Mc Carthy [35] pe electrozi de platină-teflon. În figura 13 este redată micrograma unei secțiuni printr-un

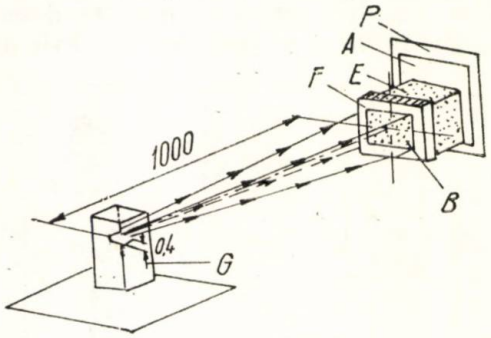


Fig. 12. Schema instalației pentru studiul corpurilor poroase cu raze X:

A — ecran de aluminiu; *B* — planul de incidență a razelor X; *E* — corp poros; *F* — fereastră de plumb; *G* — generator de raze X; *P* — placă fotosensibilă.

asemenea electrod, realizată cu ajutorul microscopului optic [33]. Indicii *2* și *3* din această microgramă reprezintă zonele platină-teflon și respectiv sită metalică (nichel).

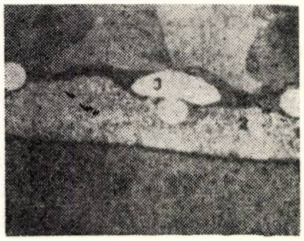


Fig. 13. Micrograma secțiunii unui electrod platină-telfon (microscop optic) × 100.

Puterea de rezoluție redusă a microscopului optic nu permite observarea zonelor de aderență dintre particulele de catalizator și teflon. În figura. 14 este prezentată migrograma unei secțiuni din același electrod, realizată însă cu microscopul electronic [33]. Indicii *1* și *2* din această figură reprezintă granulele de teflon, respectiv de platină. Se văd foarte bine fibrele

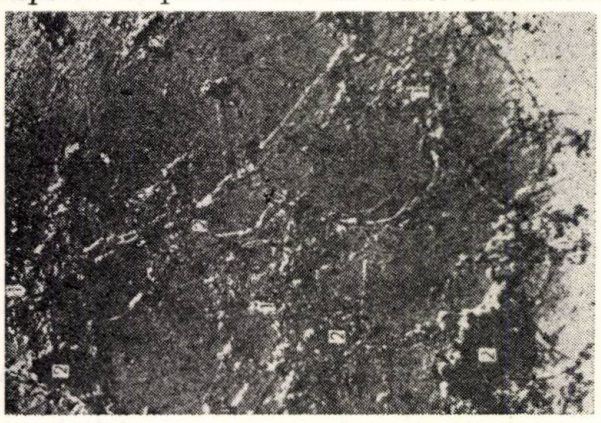


Fig. 14. Micrograma secțiunii unui electrod platină-teflon (microscop electronic) × 5 100.

de teflon, observate și de alți autori [30], considerate drept mijloace de fixare pentru particulele de negru de platină.

Deși este posibilă decelarea elementelor structurale de ordinul micronilor, metodele microscopice nu depășesc sfera investigațiilor calitative.

Bibliografie

[1] *Justi, E.* și *Winsel, A.* Kalte Verbrennung. Wiesbaden, Steiner Verlag, 1962, p. 120.
[2] *Damaskin, B.B.* The principles of current methods for study of electrochemical reactions. New York, Mc Graw-Hill Book Company, 1965, p. 3.
[3] *Bonnemay, K., Bronöel, G., Levart, G.* și *Pilla, A.A.* J. Electroanalyt. Chem., **13**, nr. 44, 1967.
[4] *Bockris, J.O.M., Nanis, L.* și *Cahan, B. D.* J. Electroanalyt. Chem., **9**, nr. 474, 1965.
[5] *Will, F.G.* J. Electrochem. Soc., nr. 110, 145, 1963.
[6] *Bennion, D.N.* și *Tobias, C.W.* Extended Abstracts of the battery division, electrochemical society, **9**, nr. 15, 1964.
[7] *Müller, R.* Optical studies of electrolytic films on metall surfaces. In: Paper presented at the Electrochemical Society Meeting, May, 1964, p. 181.
[8] *Bockris, J.O'M.*, și *Srinivasan, S.* Fuel cells: Their electrochemistry. New York, Mc Graw-Hill Book Company, 1969, p. 503.
[9] *Berger, C.* Handbook of fuel cell technology. New Jersey, Prentice-Hall, 1968, p. 343.
[10] *Scheideger, A.E.* The physics of flow through porous media. New York, Mac Millan Company, 1960, p. 48.
[11] *Abidor, I.G., Shimshelevich, Y.B.*, și *Bagotsky, V.S.* Electrochimia, **9**, nr. 186, 1973.
[12] *Lago, M.E., Boehm, V.* și *Plachko, F.P.* Anales. Asoc. quim. Argentina, **5**, nr. 361, 1973.
[13] *Bonnemay, M., Bronöel, G., Levart, E., Pilla, A.* și *Poirier, E.* Les piles a combustible. Paris, Technip, 1965, p. 48.
[14] *Weissman, E.Y.* J. Electrochem. Soc., nr. 114, 659, 1967.
[15] *Austin, L.* și *Alamaula, S.* J. Electrochem. Soc. **9** nr. 114, 1967.
[16] *Salkind, A.J., Canning, H.J* și *M.L. Block*, Electrochem. technol., **2**, nr. 254, 1964.
[17] *Joncich, M.J.* și *Hackerman, N.* J. Electrochem. Soc. nr. 111, 1964, p. 1286.
[18] *Berndt, D.* Electrochim. Acta, nr. 10, 1965, p. 1067.
[19] *Bonnemay, M.* J. Electrochem. Soc., nr. 11, 1964, p. 265.
[20] *Bonnemay, M.* Electrochem. Acta, nr. 9, 1964, p. 727.
[21] *Appelt, K.* și *Nowacki, A.* Electrochim. Acta, nr. 11, 1966, p. 137.
[22] *Laskova W.R.* și *Mc. Carthy, G.P.* Analyt. Chem., 38, 894, 1966.
[23] *Ritter H.L.* și *Drake, L.C.* Ind. Eng. Chem., 17, 782, 1945.
[24] *Iczkowski, R.P.* J. Electrochem. Soc., 111, 605, 1964.
[25] *Bockris, J.O'M.* și *Srinivasan, S.* Fuel cells; Their electrochemistry. New York, Mc Graw-Hill Book Company, 1969, p. 504.
[26] *Berger, C.* Handbook of fuel cell technology. New Jersey, Prentice-Hill, 1968, p. 402.
[27] *Firoiu, C.* și *Constantinescu, D.* In: Revista de chimie, **22**, nr. 10, 1971.
[28] *Davtian, O.K.* Toplivnîe elementî. Moscova, Nauka 1964, p. 49.
[29] *Brunauer, S.* J. Am. Soc. 60, 309, 1948.
[30] *Haldeman, R.G., Colman, W.P., Langer, S.H.* și *Barder, W.A.* Advan. Chem. Ser., 47, 116, 1965.
[31] *Mc Mullen, J.J.* și *Hackerman, N.* J. Electrochem. Soc., 106, 341, 1959.
[32] *Bonnemay, M., Bromöel, G., Levart, G.* și *Pesterbe, G.* J. Electrochem. Soc., 111, 265, 1964.
[33] *Lasko, W.R.* și *Mc Carthy, G.P.* Analyt. Chem., 38, 894, 1966.

Intrat în redacție la 10. XII. 1967

CZ. 621.313.043.1

AUTOMATIZĂRI
ELECTRONICĂ
MĂSURĂRI NUMERICE

Dispozitiv numeric pentru măsurarea frecvenţei rotorice a maşinilor de inducţie

NICOLAE BUDIŞAN, IOAN BABUŢIA, MARIUS PETRUESCU, EMIL LUZAN * — Timişoara

Se ştie [1] că, pentru a asigura condiţii optime de funcţionare a maşinilor de inducţie, este necesar ca, în toate regimurile de funcţionare (sarcină), fluxul statoric total să rămînă constant. Acest deziderat poate fi realizat dacă, în fiecare regim de funcţionare — pentru fiecare valoare a frecvenţei rotorice f_2 — se reglează curentul statoric I_1, astfel încît acesta să satisfacă relaţia (1) [1]:

$$I_1 = \frac{\psi_1}{L_1\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{1+\left(\frac{f_2}{f_{1N}} \cdot \frac{X'_{2N}}{r'_2}\right)^2}}{\sqrt{1+\left(\frac{f_2}{f_{1N}} \cdot \frac{\sigma \cdot X'_{2N}}{r'_2}\right)^2}} \cdot \qquad (1)$$

Este, aşadar, necesară o reglare a curentului în funcţie de frecvenţa rotorică f_2 şi, deci, măsurarea acesteia.

Măsurarea numerică a frecvenţei unei tensiuni necesită [2] un etalon de timp şi un numărător (fig. 1), cu ajutorul căruia se numără impulsurile într-un anumit interval de timp bine determinat. Generatorul de frecvenţă etalon G_e, furnizează o tensiune alternativă, care intră în divizorul de frecvenţă DF, la ieşirea căruia se obţin impulsuri cu frecvenţa $\frac{f_e}{m}$. In intervalul dintre două impulsuri, la ieşirea divizorului de frecvenţă DF, circuitul SI este deschis pentru impulsurile de frecvenţă f_x, obţinute de la convertorul CN, sub acţiunea tensiunii periodice u_x, căreia urmează să i se măsoare frecvenţa.

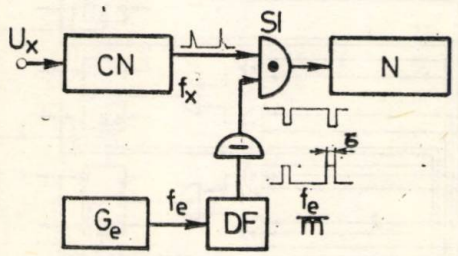


Fig. 1. Schema-bloc a unui dispozitiv numeric pentru măsurarea frecvenţei

Intervalul de timp cînd poarta SI este deschisă fiind $\Delta t = \frac{m}{f_e} - \tau$, în numărător se vor aduna N impulsuri: $N = f_x \cdot \Delta t = \left(\frac{m}{f_e} - \tau\right) f_x$.

Dat fiind faptul că tensiunea rotorică, în general, nu este accesibilă, pentru măsurarea frecvenţei sale trebuie să se utilizeze o metodă directă bazată pe relaţia:

$$f_2 = \frac{n_s - n_a}{p}; \qquad (2)$$

în care:

n_s este turaţia de sincronism; n_a — turaţia cu care funcţionează maşina asincronă, iar p — numărul de perechi de poli ai maşinii asincrone.

De asemenea, trebuie avut în vedere faptul că nici turaţia de sincronism n_s nu este o constantă, în acţionările electrice cu motoare asincrone folosindu-se procedeul de modificare a turaţiei (vitezei), prin reglarea frecvenţei tensiunii de alimentare.

În figura 2 este prezentată strucura dispozitivului pentru măsurarea, în aceste condiţii, a frecvenţei tensiunii rotorice, conceput şi realizat de către autori.

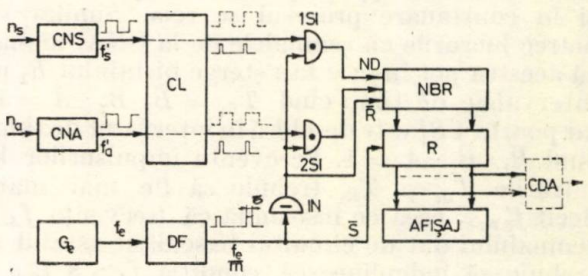


Fig. 2. Schema-bloc a dispozitivului pentru măsurarea frecvenţei tensiunii rotorice

Convertoarele numerice de turaţie CNS şi CNA furnizează la ieşirile lor două succesiuni de impulsuri, avînd frecvenţele f'_s şi f'_a, proporţionale cu turaţiile n_s şi n_a ale unui servomotor sincron, respectiv ale maşinii asincrone. Un convertor de turaţie este format dintr-un traductor incremental de deplasare (fotoelectric, inductiv etc.) [3], şi un circuit formator.

* *Budişan Nicolae*, dr. ing., este profesor, *Babuţia Ioan*, dr. ing. este conferenţiar, *Petruescu Marius*, ing. şi *Luzan Emil*, ing. sînt asistenţi la Institutul politehnic „Traian Vuia" din Timişoara

Cele două succesiuni de impulsuri se aplică la intrarea de numărare directă ND (adunare), respectiv inversă NI (scădere) ale unui numărător binar reversibil NBR.

În intervalul de timp Δt în numărător se vor aduna N impulsuri:

$$N = \left(\frac{m}{f_e} - \tau\right)(f'_s - f'_a) = \left(\frac{m}{f_e} - \tau\right)(k_1 \cdot n_s - k_2 n_a)$$

și dacă:

$$k_1 = k_2 = k,$$

va rezulta:

$$N = K\left(\frac{m}{f_e} - \tau\right)(n_s - n_a) = k\left(\frac{m}{f_e} - \tau\right) \cdot f_2. \qquad (3)$$

Deoarece cele două succesiuni de impulsuri — de la CNS și CNA — sînt independente, există posibilitatea ca ele să coincidă în timp și, în consecință, numărătorul binar reversibil să funcționeze eronat. Mai mult, în general, impulsurile de la CNA au o durată mai mare, ceea ce creează posibilitatea ca acestea să fie numărate, iar cele de la CNS să nu fie numărate.

Circuitul logic de intrare CL (fig. 2) asigură ca între momentele aplicării impulsurilor la intrările de numărare în sens direct și invers să existe un interval de timp mai mare decît timpul de rezoluție al numărătorului.

Circuitele basculante bistabile B_1, B_2, Q_1, Q_2, R_1, R_2 (fig. 3) sînt de tipul $I - K$ „master-slave". Circuitul basculant bistabil Q_1 poate fi înscris sau șters de semnalul de la CNS numai în intervalul de timp cînd $\overline{T}_{Q_1} = B_1 B_2 \cdot \bar{A} = 1$. În intervalul de timp imediat următor ($B_1 \cdot B_2 \cdot A = 1$) este deschisă poarta $2SI$ și dacă $Q_1 = 1$, atunci la intrarea ND a numărătorului se transmite un impuls. Pe frontul căzător al acestuia basculează Q_2 și blochează poarta $2SI$. La revenirea lui Q_1 în starea „0", Q_2 revine și el și în continuare procesul se reia. Similar se petrec lucrurile cu semnalele de la CNA, numai că acestea pot înscrie sau șterge bistabilul R_1 în intervalele de timp cînd $\overline{T}_{R_1} = \bar{B}_1 \cdot \bar{B}_2 \cdot \bar{A} = 1$, iar poarta $4SI$ este deschisă în intervalul de timp cînd $\bar{B}_1 \cdot \bar{B}_2 \cdot A = 1$. Frecvența impulsurilor la intrările $\overline{T}_{Q_1}$ și $\overline{T}_{R_1}$ trebuie să fie mai mare decît $f'_{S\,max}$, ceea ce înseamnă că frecvența f_A a semnalului dat de circuitul basculant astabil A trebuie să îndeplinească condiția $f_A > 8\, f'_{S\,max}$.

Elementele $2SI$ și Q_2, respectiv $4SI$ și R_2 înlocuiesc două circuite de diferențiere $R-C$, care ar fi fost mai simple, dar care nu pot fi folosite în cazul realizării schemei cu circuite integrate datorită caracteristicilor de intrare și ieșire ale acestora [4], [5]. Schema logică a numărătorului NBR este prezentată în figura 4. Circuitele basculante bistabile N_0; N_1, ..., N_i sînt de tipul $J-K$ „master-slave". La sfîrșitul intervalului de timp Δt conținutul numărătorului este transferat în registrul R, de unde ajunge la circuitele de afișare și în bucla de reglare (sub formă numerică sau convertit în semnal analogic prin intermediul unui convertor numeric analogic CNA), iar numărătorul este adus în starea inițială și ciclul se reia.

Se observă că starea inițială a numărătorului se caracterizează prin aceea că bistabilul de

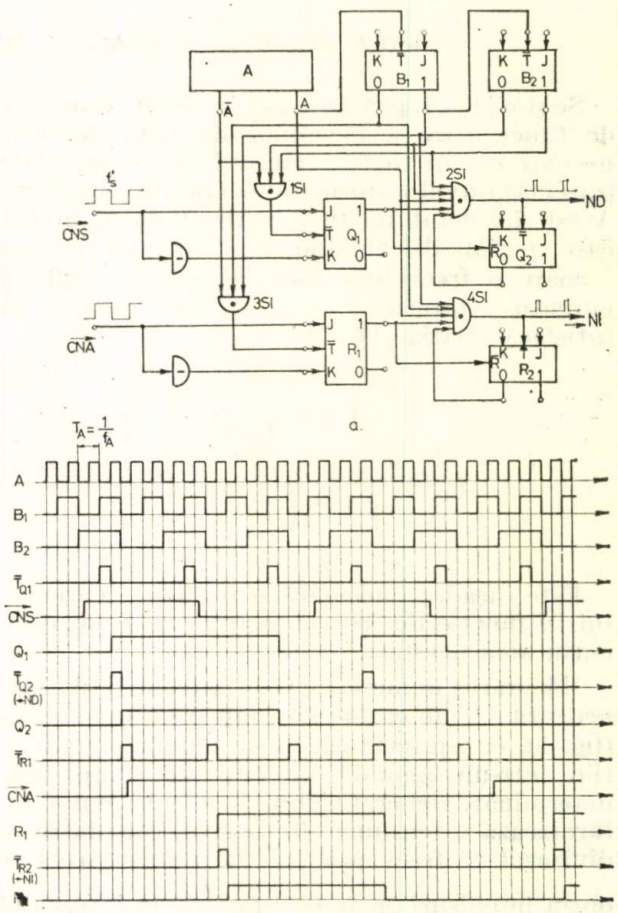


Fig. 3. Circuitul logic de intrare:
a — schemă detaliată; *b* — diagramele de funcționare.

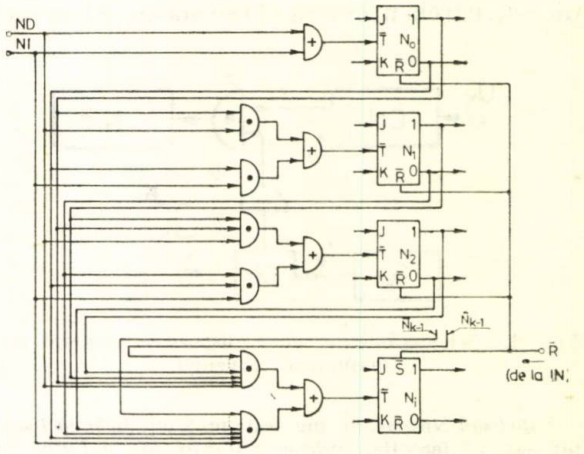


Fig. 4. Schema detaliată a numărătorului binar reversibil

rangul cel mai semnificativ este pus în starea „1", ceea ce înseamnă că numărul de impulsuri N adunat în numărător în intervalul Δt este :

$$N = CR - 2^i, \tag{4}$$

unde cu CR s-a notat conținutul registrului R.

Comparînd relațiile (3) și (4), rezultă că pentru f_2 se pot obține și valori negative. Această situație trebuie interpretată în sensul că, în regim de frînare, motorul asincron poate avea turația mai mare decît cea de sincronism.

Precizia măsurării depinde de constanța frecvenței etalon f_e și a duratei impulsului de la ieșirea lui DF. Deoarece numărarea se efectuează cu o eroare de ± 1 impuls, eroarea de măsurare a frecvenței este :

$$\Delta f_x = \frac{1}{\left(\frac{m}{f_e} - \tau\right) K}, \tag{5}$$

adică o frecvență etalon mică, un factor de divizare m și un coeficient de proporționalitate K al traductorului incremental mari, ceea ce înseamnă un număr mare de impulsuri, reduce eroarea.

Raportul $\frac{m}{f_e}$ nu poate fi mărit oricît deoarece f_x nu mai este constantă în intervalul de timp $\Delta t = \frac{m}{f_e} - \tau$, caz în care conținutul numărătorului este proporțional cu valoarea medie a lui f_x pe intervalul de timp Δt. Aceasta (valoarea medie) se poate abate relativ mult de la valorile momentane ale lui f_x.

Este, astfel, necesar să se mărească valoarea lui K. Aceasta este posibil îmbunătățind traductorul incremental prin aplicarea, pe același disc cu rastru, a mai multor elemente sesizoare (fotoelectrice, inductive), circuitul logic de intrare putînd asigura (fig. 3 b) separarea semnalelor lor în timp la intrarea numărătorului. Această soluție are avantajul că nu duce la creșterea dimensiunilor traductorului dar, în schimb, mărește puțin numărul de componente electronice.

Semnalul de ieșire (în formă numerică sau analogică) al acestui dispozitiv este aplicat la intrarea unui regulator ce asigură legea de reglare a curentului statoric al mașinii de inducție în funcție de frecvența rotorică f_2, lege exprimată prin relația (1).

Dispozitivul realizat de autori se caracterizează prin :

$$\Delta t = \frac{m}{f_e} - \tau = \frac{1}{24}, \text{ s și } K = 1200,$$

de unde rezultă $\Delta f_x = \frac{2}{100} = 0{,}02$ Hz, astfel încît eroarea raportată este de 0,1%. Luînd în considerare și variația frecvenței etalon, precum și modificarea frecvenței rotorice în intervalul Δt, precizia aparatului este de 0,5%.

Bibliografie

[1] *Weinrich, G.* s.a. Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide. Vol. II. București, Ed. tehnică, 1970, 163 p., p. 35.

[2] *Pop, E.* Metode și aparate de măsură numerice. Timișoara, I.P.T.V., 1972, 121 p., p. 42.

[3] *Simon, W.* Conducerea numerică a mașinilor-unelte. București, Ed. tehnică, 1967, 416 p., p. 71.

[4] *Morris, R.L., Miller, J.R.* Proiectarea cu circuite integrate TTL. București, Ed. tehnică, 1974, 352 p., p. 35.

[5] *Vătășescu, A.* s.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare. București, Ed. tehnică, 1975, 367 p., p. 285.

Intrat în redacție la 18. III. 1976

Indicaţii redacţionale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text şi figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original şi copie carbon sau xerox.

Textul *lucrării se compune din părţile specificate în continuare; acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.*

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) şi cod de clasificare zecimală (CZ), *funcţia şi locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.*

- Textul de bază — *maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură faţă a hîrtiei (format A4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariţiei în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea:* Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.

- Bibliografia — *pe pagină separată, dactilografiată la 2 rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text şi cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte şi teză de doctorat).*

  [1] *Vladimirescu, A. Calculator-Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC—10, nr. 3, 1975, p. 151—160.*

  [2] *Bulucea, C., Vais, M. şi Profeta, H. Circuite integrate liniare. Bucureşti, Editura tehnică, 1976.*

  [3] *Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-Bucureşti, 1975.*

- Legendele la figuri — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri.*

Figurile lucrării, *în număr de maximum 10 la maximum de pagini text, se desenează şi se scriu în tuş, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacţia revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienţi de reducere între 0,4 şi 0,8. Autorii sînt rugaţi să ţină seama de această reducere la confecţionarea desenului original, care nu trebuie să depăşească însă formatul A4; în mod special se atrage atenţia asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se aşteaptă să fie făcut cu şablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimantele de calculator şi fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate şi contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retuşare în tipografie.*

★

Autorii sînt rugaţi să acorde o atenţie deosebită clarităţii întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultăţile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

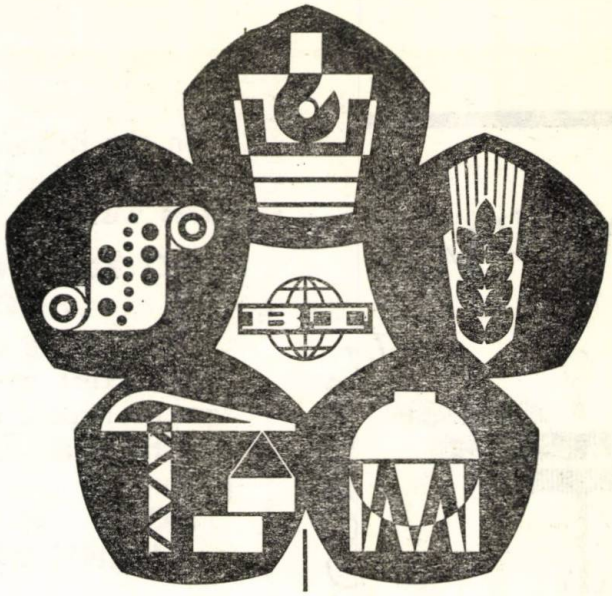
PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can reccmmend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.



ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

"VNESHTECHNIKA"

MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizaţiilor de cercetări ştiinţifice, proiectări de construcţii şi proiectări tehnologice, întreprinderilor industriale şi firmelor sovietice şi străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport şi juridice legate de realizarea colaborării tehnico-ştiinţifice, în domeniile:

- efectuării lucrărilor de cercetări ştiinţifice, proiectări de construcţii şi proiectări tehnologice în comun şi pe bază de comenzi;
- executării comenzilor organizaţiilor sovietice şi străine pentru elaborarea şi transmiterea documentaţiei tehnico-ştiinţifice, precum şi pentru confecţionarea şi închirierea utilajelor ştiinţifice, prototipurilor, produselor şi materialelor;
- efectuării de expertize tehnico-ştiinţifice, încercări de materiale şi consultaţii.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ
"VNESHTECHNIKA"
MOSCOVA, U.R.S.S., 119034,
STAROKONIUSENNY PEREULOK, 6,
TELEFON 202-02-60
TELEX: Garant 7918
TELEGRAPH: MOSKVA VNESHTECHNIKA
FILIAL: KIJEV, 252033,
N. BOTANICHESKAJA UL., 2,
TELEFON: 24-51-44
TELEGRAMA: KIJEV VNESHTECHNIKA

PUBLICOM

TESLA

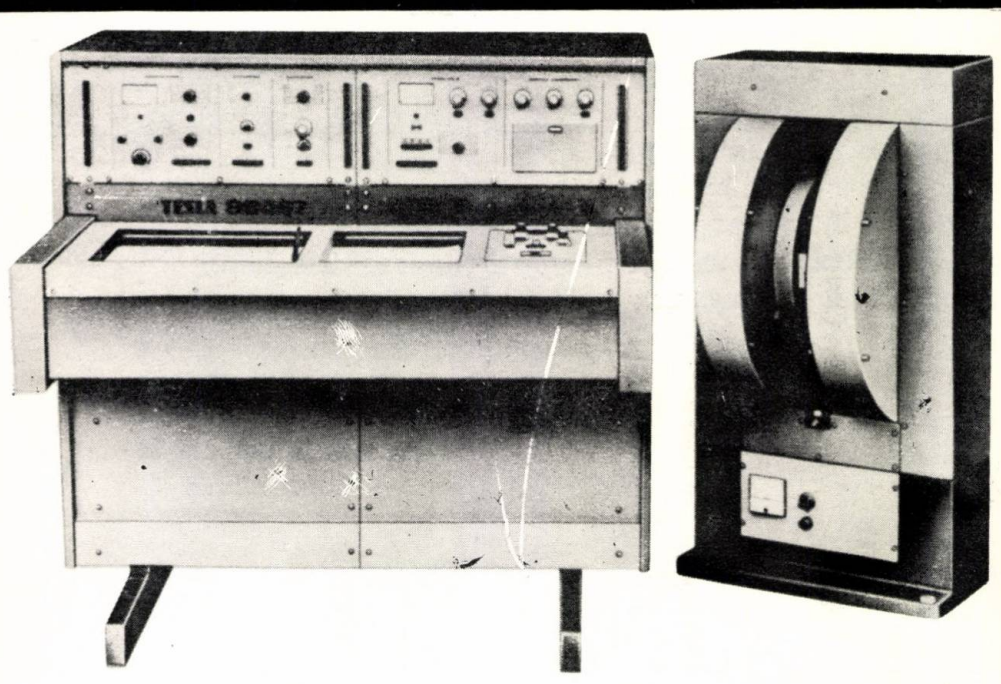
SPECTROMETRUL NMR BS 467

este destinat lucrărilor în industrie, la şcoli şi în laboratoare.

Avantajul acestui aparat constă în : uşoară manevrabilitate, mare siguranţă şi dimensiuni mici la atingerea unor parametri tehnici foarte buni.

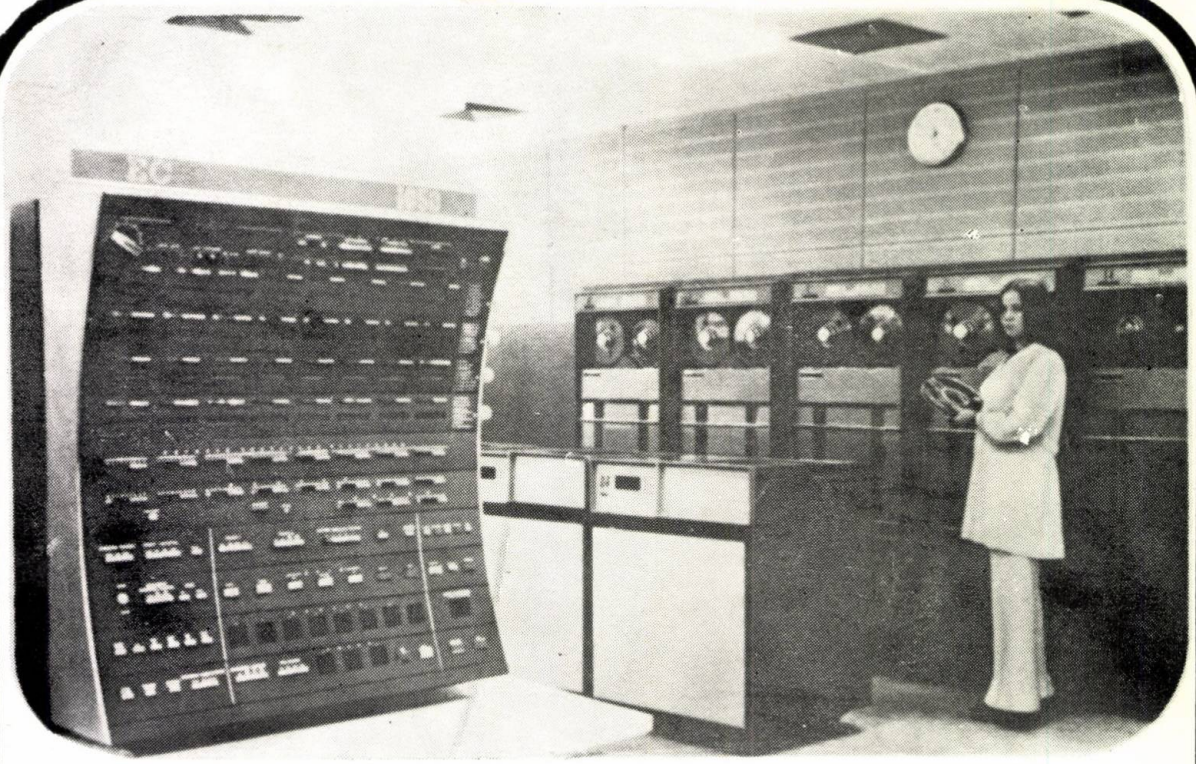
Frecvenţă de lucru pentru I_H	60 MHz
Putere separatoare	5.10^{-9}
Sensibilitate	30 : 1 pe CH_2 cuaternar
	1% de benzen etilic

NMR BS 467



PUBLICOM

EXPORT IMPORT KOVO



CALCULATOARE ELECTRONICE

funcţionează cu diferite dispozitive periferice
cu sistem unificat de calcul (SUC)

Modele de SUC	Capacitate de memorare operaţională, k octeţi	Productivitatea medie, mii operaţii/s	Funcţionare multiprogram
SUC-1022	512	80	15 programe de lucru utilizate simultan cu funcţionarea în paralel a procesorului şi dispozitivelor periferice
SUC-1033	512	200	
SUC-1050	1024	500	

Furnizorul asigură:
- executarea lucrărilor de pornire-reglare;
- service de întreţinere rapidă şi eficientă;
- aprovizionarea regulată şi completă cu piese de schimb;
- un înalt nivel de formare a specialiştilor străini.

Exportator : ELORG,
121200, Moscova
G-200, U.R.S.S.
Telefon: 251-39-46
Telex: 7586

ELORG

PUBLICOM

Dacă alegeţi ROBOTRON 4201 vă hotărîţi pentru progres

Şi acest lucru nu numai pentru azi ! Cu cît mai mult vă preocupă utilizarea minicalculatoarelor, ROBOTRON 4201 vă oferă toate premisele de care aveţi nevoie pentru rezolvarea problemelor dv comerciale şi tehnico-ştiinţifice. Aparate periferice de mare randament permit componenţa unor sisteme diverse de calculatoare. Sisteme de exploatare în funcţie de configuraţii şi confortabile, pachete-program orientate conform cu utilizarea reduc efortul dv la un minimum de pregătire şi exploatare. ROBOTRON 4201 sub forma unei instalaţii de prelucrare de date, liber programabile, este destinată, în special, pentru întreprinderi mici şi mijlocii. Datorită sistemului unitar al tehnicii de calcul electronice se utilizează drept calculator satelit, în cadrul unor ierarhii de tipul EDV mai mari.
Vă sfătuim cu plăcere în rezolvarea problemelor dv !

Domenii de utilizare :

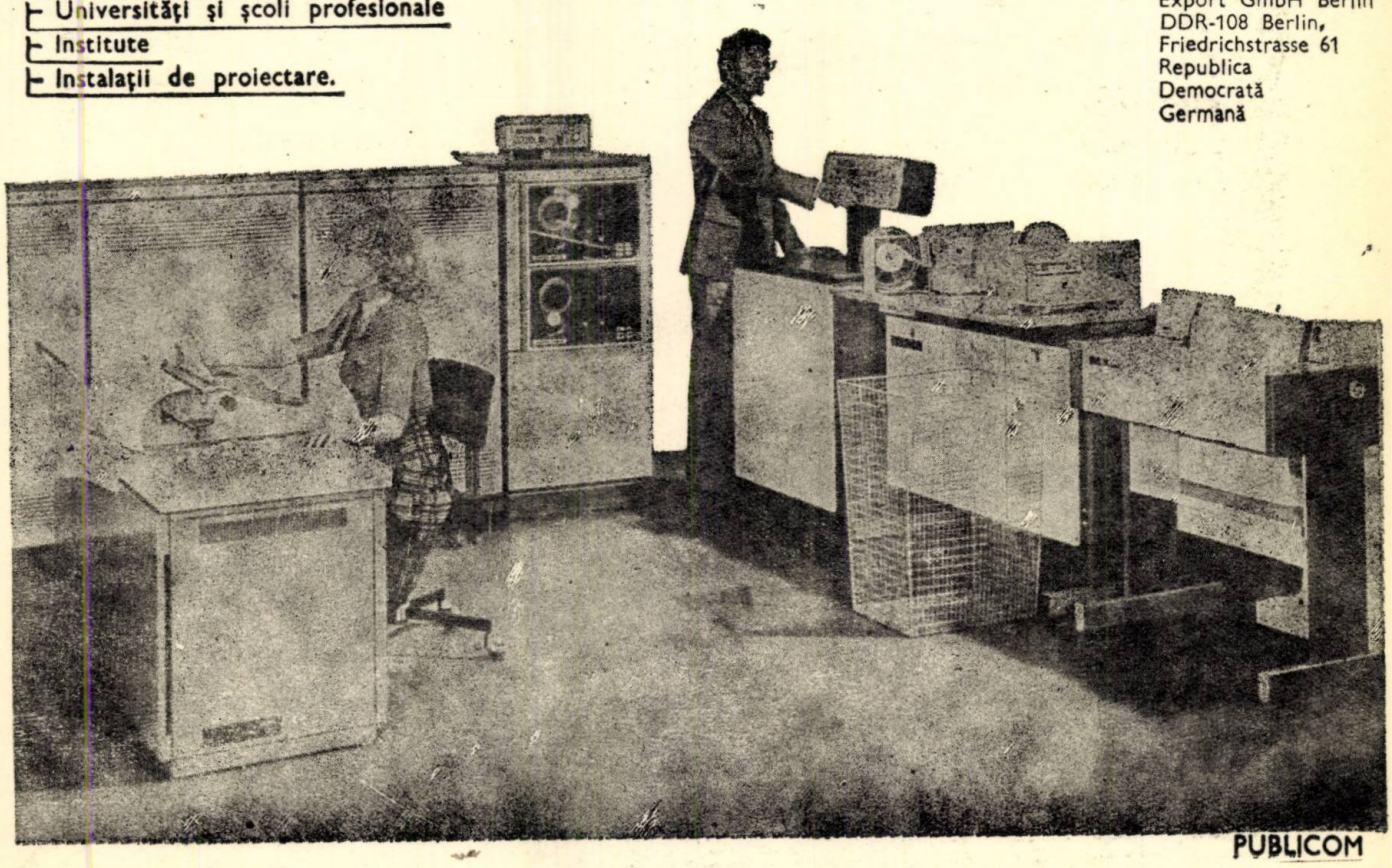
- Construcţii de maşini şi industria electrotehnică
- Industria textilă şi industria alimentară
- Transporturi
- Agronomie
- Sănătate
- Construcţii
- Bănci, asigurări
- Birouri tehnice (inginereşti)
- Universităţi şi şcoli profesionale
- Institute
- Instalaţii de proiectare.

robotron

Exportator :

bme

Büromaschinen-Export GmbH Berlin
DDR-108 Berlin,
Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană



PUBLICOM

1977 SEP 01

E2040

INID-ROMÂNIA.

Victor H.

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 25 • Nr. 5 • IULIE 1977

THE ENTREPRISE FOR MAINTAINING AND REPAIRING COMPUTING EQUIPMENT

IIRUC

EXECUTES :

- SERVICE FOR COMPUTING AND COPYING EQUIPMENTS THROUGH ITS TECHNICIANS FROM THE FOLLOWING BRANCHES IN THE COUNTRY ALBA-IULIA, ALEXANDRIA, ARAD, BACĂU, BAIA-MARE, BISTRIȚA, BÎRLAD, BOTOȘANI, BRAD, BRAȘOV, BRĂILA, BUZĂU, CALAFAT, CARACAL, CARANSEBEȘ, CĂLĂRAȘI, CÎMPINA, CÎMPULUNG-MUSCEL, CLUJ-NAPOCA, CONSTANȚA, CRAIOVA, CUGIR, DEJ, DROBETA TURNU SEVERIN, DEVA, FĂGĂRAȘ, FOCȘANI, GALAȚI, GIURGIU, GH. GHEORGHIU-DEJ, HUEDIN, HUNEDOARA, IAȘI, LUGOJ, MEDIAȘ, MIERCUREA-CIUC, OLTENIȚA, ORADEA, PETROȘANI, PIATRA-NEAMȚ, PITEȘTI, PLOIEȘTI, REGHIN, REȘIȚA, RÎMNICU-VÎLCEA, RÎMNICU-SĂRAT, ROMAN, SATU-MARE, SFÎNTU-GHEORGHE, SIGHETUL MARMAȚIEI, SINAIA, SIBIU, SIGHIȘOARA, SLATINA, SLOBOZIA, SUCEAVA, TÎRGOVIȘTE, TÎRGU-JIU, TÎRGU-MUREȘ, TÎRGU-SECUIESC, TÎRNĂVENI, TIMIȘOARA, TULCEA, TURDA, TR. SEBERIN, VASLUI, VATRA-DORNEI, ZALĂU, ZĂRNEȘTI.
- DEMONSTRATIONS OF THE EQUIPMENTS ON THE OCCASION OF INTERNATIONAL FAIRS, EXHIBITIONS.
- RECEPTIONS, INSTALLATIONS, AND PUTTING INTO FUNCTION
- PERIODICAL REVISIONS
- REPAIRS IN GUARANTEE AND IN POST GUARANTEE
- EXPERT EXAMINATION SERVICES, TECHNICAL WORKS AND DEMONSTRATION
- ORGANIZES STOCKS OF SPARE PARTS, TOOLS AND CONSUMABLES REQUIRED BY SERVICE
- ORGANIZES SERVICE BRANCHES FOR THE EXPORTED COMPUTING EQUIPMENTS.

THE LIST OF THE ADRESSES OF THE PREMISES AND MAIN BRANCHES:

CENTRAL PREMISES—BUCHAREST 2
Dimitrie Pompei Bd., 6
Telex: SERVICE IIRUC 11716 R, TELEPHON 90/792070

MUNTENIA AREA

Bd. Prof. Dimitrie Pompei Nr. 6, Sector 2, TELEPHON 90/792070/168, 108

OLTENIA AREA—CRAIOVA, TELEPHON 941/24466
România Muncitoare Str. 104 24465

BANAT AREA—TIMIȘOARA
Piața 700 TELEPHON 961/34526

NORTH TRANSILVANIA AREA—CLUJ-NAPOCA
Horea Str. 8 951/31994—30922

SOUTH TRANSILVANIA AREA — BRAȘOV
Traian Str. 34 921/30937 ; 30986

MOLDAVIA AREA — IAȘI
B-dul Republicii Nr. 30 Bl. Z 4 980/32844—33302

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 25 Nr. 5 iulie 1977

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.325

MAȘINI SINCRONE
ROTOR
CIRCUIT MAGNETIC

Cioc, I. M. . **Considerații teoretice și constructive asupra unei variante de rotor pentru mașinile sincrone.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, iul 1977, p. 189

Se tratează despre o nouă variantă constructivă de rotor pentru mașinile sincrone (varianta combinată, cu poli aparenți și cu poli înecați).

CZ 621.396.641

AMPLIFICATOARE HIDRAULICE
REGIM STAȚIONAR ȘI DINAMIC
MODEL MATEMATIC

Florea, S. și *Catană, I.* : **Unele probleme privind analiza regimului staționar și dinamic al amplificatoarelor hidraulice cu sertar.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, iul 1977, p. 193

Se prezintă comportarea în regim staționar și dinamic a amplificatorului hidraulic cu sertăraș, determinată atît de parametrii constructivi și funcționali, cît și de caracteristicile sarcinii comandate de către servomotorul hidraulic.

CZ 621.313.32

FAZORI REPREZENTATIVI
INDUCTIVITĂȚI OPERAȚIONALE

Cimpeanu, A. : **Asupra unor procese tranzitorii frecvente în mașina de inducție.**
E.E.A – **Electrotehnica 25**, nr. 5, iul 1977, p. 199

Utilizînd metoda fazorilor reprezentativi, se analizează prin intermediul calculului operațional unele procese tranzitorii de interes practic la mașina de inducție.

CZ 621.319.53.014.332 : 621.317.333.83

GENERATOR DE IMPULS
REGIM APERIODIC
ECUAȚIE DE SINTEZĂ

Arabadji, P. : **Sinteza generatorului de impuls de curent în regim critic aperiodic.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, iul 1977, p. 205

Un studiu privind sinteza generatorului de impuls de curent în regim critic aperiodic, realizat în baza ecuației de sinteză în acest regim.

CZ 621.3.07 : 621.317

CONVERSIE ELECTROMECANICĂ
DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE
ACȚIONARE CU TURAȚIE REGLABILĂ

Atanasiu, Gh. : **Considerații noi privind analiza caracteristicilor mașinilor electrice înglobate într-o schemă de reglare automată.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, iul 1977, p. 210

Se definește o matrice primară a conversiunii electromecanice, specifică schemelor electrice ce permit reglarea turației prin introducerea dispozitivelor semiconductoare comandate.

CZ 621.313.2–8

GENERATOARE SINCRONE
REGULATOR ELECTRONIC DE TENSIUNE

Creța, V., Măgureanu, R. și *Ștefănescu, D.*: **Noua serie de generatoare sincrone fără inele și perii, tip IMEB.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, iul 1977, p. 214

Sînt prezentate elemente noi introduse la generatoarele sincrone, care oferă acestora o serie de avantaje superioare pentru exploatare.

NOTE 220
RECENZII 223
MANIFESTĂRI TEHNICO–ȘTIINȚIFICE 225

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. doc. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SIRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ* (*O.I.D.*), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAȚIA"*, București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 7272. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. —ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.122.6

OROSZ AGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ★★★ DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.325

МАШИНА СИНХРОННАЯ
ПРОВОДНИК МАГНИТНЫЙ
РОТОР

Чок, И. М.: **Теоретические и конструктивные соображения относительно варианта ротора для синхронных машин.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25,** № 5 июль 1977, стр. 189

Рассматривается новый конструктивный вариант ротора для синхронных машин (комбинированный вариант, с явными полюсами и полюсами в пазах).

УДК 621.396.641

МОДЕЛЬ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ И ДИНАМИЧЕСКАЯ
РЕЖИМ СТАЦИОНАРНЫЙ
УСИЛИТЕЛЬ ГИДРАВЛИЧЕСКИЙ

Флоря, С., Катанэ, И.: **Вопросы относительно анализа стационарного и динамического режимов гидравлических усилителей с ящиком.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25,** № 5 июль 1977, стр. 193

Представлено поведение в стационарном и динамическом режимах гидравлического усилителя с ящиком определенное как конструктивными и функциональными параметрами, так и характеристиками нагрузки управляемой гидравлическим серводвигателем.

УДК 621.313.32

ИНДУКТИВНОСТЬ ОПЕРАЦИОНАЛЬНАЯ
ФАЗОР ПРЕДСТАВИТЕЛЬНЫЙ

Кымпяну, А.: **Относительно некоторых переходных процессов в индуктивной машине.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25,** № 5 июль 1977, стр. 199

Применяя метод представительных фазоров посредством операциональной вычислительной машины анализируются некоторые переходные процессы, представляющие интерес для индуктивных машин.

УДК 621.319.53.014.332:621.317.333.83

ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСА
РЕЖИМ АПЕРИОДИЧЕСКИЙ
УРАВНЕНИЕ СИНТЕЗНОЕ

Арабаджий, П.: **Синтез генератора импульсов тока в апериодическом критическом режиме.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25,** № 5 июль 1977, стр. 205

Представлено исследование синтеза импульсного генератора тока в апериодическом критическом режиме, осуществлённом на основе уравнения синтеза в таком режиме.

УДК 621.3.07:621.317

КОНВЕРСИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКАЯ
ПРИВОД С РЕГУЛИРУЕМЫМ ВРАЩЕНИЕМ
УСТРОЙСТВО ПОЛУПРОВОДНИКОВОЕ

Атанасиу, Г.: **Новые соображения относительно анализа характеристик электрических машин включенных в схему автоматического регулирования.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25,** № 5 июль 1977 стр 210

Определяется первичная матрица электромеханической конверсии, специфической электрическим схемам, позволяющим регулирование вращения посредством включения полупроводниковых управляемых устройств.

УДК 621.313.2–8

ГЕНЕРАТОРЫ СИНХРОННЫЕ
РЕГУЛЯТОР ЭЛЕКТРОННЫЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Креца, В., Мэгуряну, Р. и *Штефэнеску, Д.:* **Новая серия синхронных генераторов без колец и щёток, типа ИМЕБ.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 25,** № 5 июль 1977 стр. 214

Представлены новые элементы внедренные в синхронные генераторы, предоставляющие ряд преимуществ для эксплуатации.

НОТА 220

РЕЦЕИНЗИИ 223

ХРОНИКА 225

INHALT

DK 621.313.325

SYNCHRONMASCHINEN
LÄUFER
MAGNETISCHER STROMKREIS

Cioc, I. M.: **Theoretische und bautechnische Betrachtungen über eine Läufervariante für Synchronmaschinen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25,** Nr. 5, Juli 1977, S. 189

Es wird eine neue bautechnische Variante für die Läufer von Synchronmaschinen beschrieben (Kombinierte Variante, mit ausgeprägten und mit versenkten Polen).

DK 621.396.641

HYDRAULISCHE VERSTÄRKER
STATIONÄRER UND DYNAMISCHER BETRIEB
MATHEMATISCHES MODELL

Florea, S., Catană, I.: **Einige Probleme der Analyse des stationären und dynamischen Betriebs von hydraulischen Verstärkern mit Schubfach.**

E.E.A. – **Electrotehnica, 25,** Nr. 5, Juli 1977, S. 193

Es wird das Verhalten in stationären und dynamischen Betrieb des hydraulischen Verstärkers mit Schubfach dargestellt, Verhalten dass von bautechnischen und funktionellen Parametern sowie von der vom hydraulischen Stellmotor gesteuerten Belastung.

DK 621.313.32

REPRÄSENTATIVE PHASOREN
OPERATIONELLE INDUKTIVITÄTEN

Cimpeanu, A.: **Über einige Übergangsvorgänge, die häufig bei der Induktionsmaschine auftreten.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25,** Nr. 5, Juli 1977, S. 199

Durch die Verwendung der repräsentativen Phasoren werden, mit der Hilfe der operationellen Berechnung einige Übergangsvorgänge analysiert, die bei Induktionsmaschinen von praktischen Interesse sind.

DK 621.319.53.014.332:621.317

IMPULSGENERATOR
APERIODISCHER BETRIEB
SYNTHESEGLEICHUNG

Arabadji, P.: **Die Synthese des Stromimpulsgenerators im kritisch-aperiodischen Betrieb.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25,** Nr. 5, Juli 1977, S. 205

Es wird die Synthese des Stromimpulsgenerators im kritisch-aperiodischen Betrieb untersucht, auf der Grundlage der Synthesegleichung dieses Betriebs.

DK 621.3,07:621.317

ELEKTROMECHANISCHE UMWANDLUNG
HALBLEITERVORRICHTUNGEN
BETRIEB MIT REGELBARER DREHZAHL

Atanasiu, Gh.: **Neue Betrachtungen über die Analyse der Charakteristiken von elektrischen Maschinen, diein eine automatische Regelschaltung eingeschlossen sind.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25,** Nr. 5, Juli 1977, S. 210

Es wird eine primäre Matrix der elektromechanischen Umwandlung bestimmt, spezifisch für die elektrischen Schaltungen, welche die Drehzahlregelung durch die Einführung der gesteuerten Halbleitervorrichtungen ermöglichen.

DK 621.313.2–8

SYNCHRONGENERATOREN
ELEKTRONISCHER SPANNUNGSREGLER

Creţa, V., Măgureanu, R., Ştefănescu, D.: **Die neue Serie von Synchrongeneratoren ohne Ringe und Bürsten, Typ IMEB.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25,** Nr. 5, Juli 1977, S. 214

Es werden die neuen Elemente der Synchrongeneratoren dargestellt, die letztere mit einer grösseren Anzahl von Betriebsvorteilen versehen.

NOTTE 220

BUCHBESPRECHUNGEN 223

CHRONIK 225

CONTENTS

DC 621.313.325

SYNCRONOUS MACHINES
ROTOR
MAGNETIC CIRCUIT

Cioc, I. M. : **Theoretical and Building Considerations Concerning a Rotor Variant of the Synchronous Machines**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 5, July 1977, p. 189

The paper deals with a new rotor building variant for synchronous machines (the combined variant with salient and sunken poles).

DC 621.396.641

HYDRAULIC AMPLIFIERS
STATIONARY AND DYNAMIC REGIME
MATHEMATICAL MODEL

Florea, S. and *Catană, I.* : **Some Problems Regarding the Steady and Dynamical REGIME Analysis for the Valve Hydraulic Amplifier.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 5, July 1977, p. 193

The paper presents the valve hydraulic amplifier behaviour in stationary and dynamical regime, determined both by the building and functional parameters, and by the hydraulic servomotor controlled loading characteristics.

DC 621.313.32

REPRESENTATIVE PHASORS
OPERATIONAL INDUCTIVITIES

Cimpeanu, A. : **On some Frequent Transitory Processes in the Induction Machine.**

E.E.A. – **Electropehnica 25**, no. 5, July 1977, p. 199

Using the representative phasors method, some transitory processes of practical interest for the induction machine are analysed by means of the operational calculus.

DC 621.319.53.014.332 :621.317

IMPULSE GENERATOR
PERIODIC REGIME
SYNTHESIS EQUATION

Arabadji, P. : **The Aperiodic Critical Regime Current Impulse Generator Synthesis.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 5, July 1977, p. 205

The paper presents an aperiodic critical regime current impulse generator synthesis accomplished on the bases of the synthesis equation in this regime.

DC 621.3.07 : 621.317

ELECTROMECHANICAL CONVERSION
SEMICONDUCTING DEVICES
CONTROLLED SPEED DRIVE

Atanasiu, Gh. : **New Considerations Regarding the Electrical Machines Characteristics Included in an Automatic Adjusting Control Circuitry.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 5, July 1977, p. 210

The paper defines an electromechanical conversion primary matrix, specific of the circuitry which permits the speed adjusting control by means of the controlled semiconducting devices introduction.

DC 621.313.2–8

SYNCHRONOUS GENERATOR
VOLTAGE ELECTRONICAL REGULATOR

Creţa, V., Măgureanu, V., Stefănescu, D. : **The New Synchronous Generators Series, Type IMEB, Without Rings and Brushes,**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, no. 5, July 1977, p. 214

The paper presents new elements introduced at the synchronous generators, which offers a series of superior advantages for exploitation.

NOTE 220

REPORTS 223

CHRONICLE 225

SOMMAIRE

CD 621.313.325

MACHINES SYNCHRONES
ROTOR
CIRCUIT MAGNETIQUE

Cioc, I. M. : **Considérations theoriques et constructives sur une variante de rotor pour les machines synchrones.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, Julliet 1977, p. 189

On décrit une nouvelle variante constructive pour un rotor des machines synchrones (variante combinée avec des pôles noyés).

CD 621.396.641

AMPLIFICATEUR HYDRAULIQUES
REGIME STATIONNAIRE ET REGIME DYNAMIQUE
MODÈLE MATHÉMATIQUE

Florea, S., Catană, I. : **Quelques problèmes concernant l'analyse du régime stationnaire et du régime dynamique des amplificateurs hydrauliques à tiroir.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, Julliet 1977, p. 193

On présent le comportement en régime stationnaire et en régime dynamique de l'amplificateur hydraulique à tiroir, déterminé, d'une part par les paramètres constructifs et fonctionnels et la charge commandée par le servomoteur hydraulique.

CD 621.313.32

PHASORS RÉPRÉSENTATIFS
INDUCTIVITÉS OPERATIONNELLES

Cimpeanu, A. : **Consideration sur quelques phénomènes transitoires fréquents pour la machine à induction.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, Julliet 1977, p. 199

Utilisant la méthode des phasors représentatifs, on analyse, à l'aide de calcul opérationnel, quelques processus transitoires d'interêt pratique pour la maschine à induction.

CD 621.319.53.014.332 : 621.333.83

GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS
RÉGIME APÉRIODIQUE
EQUATION DE SYNTHESE

Arabadji, P. : **La synthèse du générateur d'impulsions de courant en régime critique apériodique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, Julliet 1977, p. 205

On présent une étude concernant la synthèse du générateur d'impulsions de courant en régime critique apériodique, réalisé à base de l'équation de synthèse dans ce régime.

CD 621.3.07 : 621.317

CONVERSION ÉLECTROMÉCANIQUE
DISPOSITIFS SÉMICONDUCTEURS
ACTIONNEMENT À ROTATION RÉGLABLE

Atanasiu, Gh. : **Nouvelles considérations concernant l'analyse des caractéristiques des machines électriques inclues dans un schema de réglage automatique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, Julliet 1977, p. 210

On définit une matrice primaire de la conversion électromécanique, spécifique aux schemas électriques qui permettente réglage de la rotation par l'introduction des dispositifs sémiconducteurs commandés.

CD 621.313.2–8

GÉNÉRATEURS SYNCHRONES
RÉGULATEUR ÉLECTRONIQUE DE TENSION

Creţa, V., Măgureanu, R., Ştefănescu, D. : **La nouvelle série des générateurs synchrones sans anneaux et balais, type IMEB.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 5, Julliet 1977, p. 214

On présente des éléments nouveaux introduits aux générateurs synchrones, qui leur confère une série d'avantages supérieurs en exploitation.

NOTE 220

REFERATS 223

CHRONIQUE 225

CZ 621.313.325

Consideraţii teoretice şi constructive, asupra unei variante de rotor pentru maşinile sincrone

ION M. CIOC * — Craiova

În literatura de specialitate sînt cunoscute şi tratate, două tipuri constructive de rotor pentru maşinile sincrone normale: cu poli înecaţi şi cu poli aparenţi.

În comparaţie cu maşinile cu poli înecaţi, maşinile sincrone cu poli aparenţi prezintă următoarele avantaje funcţionale:

— o formă cît mai apropiată de sinusoidă a curbei de repartiţie spaţială a cîmpului magnetic în întrefier, obţinută printr-o geometrie corespunzătoare a piesei polare;

— existenţa amortizorului puternic pentru cîmpurile magnetice de succesiune inversă, montat în piesele polare;

— posibilitatea reversării regimului de funcţionare (motor sau generator), datorită caracteristicilor de pornire în asincron, foarte bune;

— cîmp magnetic remanent suficient, necesar amorsării, în cazul autoexcitaţiei.

Dar, maşinile cu poli aparenţi prezintă, faţă de cele cu poli înecaţi, următoarele desavantaje tehnologice şi economice:

— tehnologie relativ complicată de fabricaţie a rotorului;

— probleme dificile, de ordin mecanic la rotor, în special la turaţii şi diametre mari;

— consum mare de cupru pentru înfăşurarea de excitaţie datorită condiţiilor reduse de ventilaţie.

Pentru maşinile sincrone cu poli înecaţi, situaţia este inversă; adică avantajele lor sînt date de dezavantajele celor cu poli aparenţi, iar dezavantajele lor de avantajele primelor.

Un nou tip de rotor pentru maşinile sincrone

În lucrarea de faţă se tratează o nouă variantă constructivă de rotor pentru maşinile sincrone [3], varianta combinată, care cumulează într-un singur tip constructiv avantajele celor două tipuri clasice de rotoare.

Noul tip de rotor (fig. 1) este prevăzut cu un miez magnetic *1* şi o înfăşurare de excitaţie *2*, identice cu cele de la rotorul cu poli înecaţi, însă pe un diametru mult mai mic, astfel încît să rezulte un întrefier, după axa transversală care constituie spaţiul în care se montează piesa polară *3*, identică cu cea de la rotorul cu poli aparenţi.

Prinderea pieselor polare cu şuruburi, chiar la turaţii mari, este practic posibilă, deoarece acestea vor fi solicitate numai la forţa centrifugă dată de greutatea proprie a piesei polare, înfăşurarea de excitaţie fiind consolidată separat: în crestături, pe partea activă şi cu bandaj pe partea frontală.

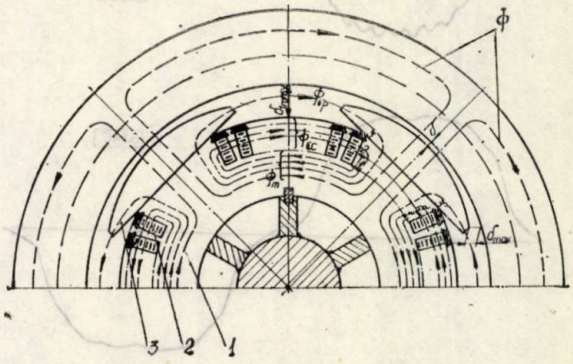


Fig. 1. Varianta combinată de rotor pentru maşinile sincrone.

I. Consideraţii teoretice

După cum se observă (fig. 1), noul tip de rotor ridică, spre deosebire de variantele clasice, probleme teoretice noi, legate de circuitul magnetic şi de calculul parametrilor după cele două axe.

Este evident, aşa cum au confirmat şi rezultatele experimentale că valorile parametrilor după axa longitudinală sînt, practic, identice cu cele de la maşina cu poli aparenţi similară (cu aceeaşi piesă polară); după axa transversală însă, parametrii noii variante vor fi diferiţi, deoarece întrefierul din axa transversală (δ_{transv}) nu mai poate fi considerat ∞, ca la maşina cu poli aparenţi, ci în mod obişnuit:

$$k = \frac{\delta_{transv}}{\delta} = 6 - 8.$$

1. Elemente legate de circuitul magnetic

a. Configuraţia circuitului magnetic al noii variante (fig. 1) este asemănătoare cu cea a maşinii cu poli aparenţi cu observaţia că rolul corpului polului aparent îl are, în cazul de faţă, dintele mare al rotorului.

b. Factorul de acoperire ideală a pasului polar α_i, rezultat din calcul şi confirmat experimental [7] este mai mare decît la varianta cu

* Dr. ing *Cioc I.* este conferenţiar universitar la Fac. de electrotehnică a Universităţii din Craiova.

poli aparenți. Acest aspect își găsește explicația în faptul că întrefierul după axa transversală, avînd o valoare limitată, conduce la o repartiție spațială a inducției în întrefier pe deschiderea pasului polar τ, mult mai apropiată de sinusoidă (fig. 2).

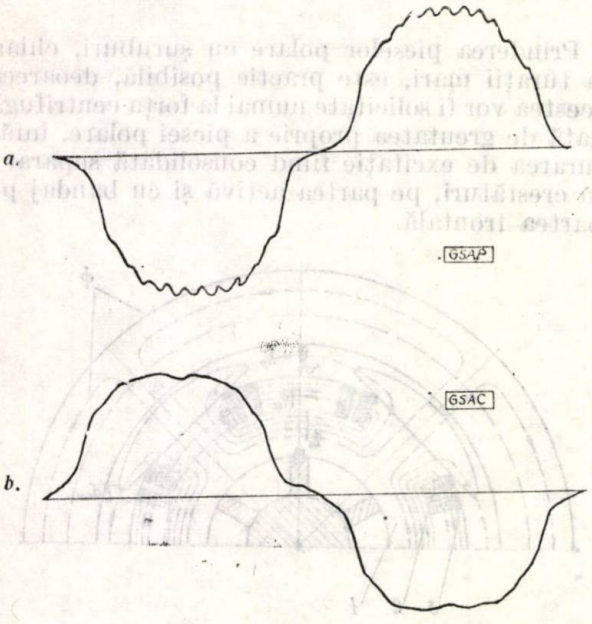


Fig. 2. Curba de repartiție spațială a inducției în întrefier: *a* — varianta cu poli aparenți; *b* — varianta combinată, similară.

S-a determinat astfel [7], că pentru noua variantă constructivă:

$$\alpha_i = (1{,}06 - 1{,}08)\,\alpha_{i(p.a)}, \qquad (1)$$

în care $\alpha_{i(p.a)}$ este factorul de acoperire ideală a pasului polar, pentru cazul în care mașina are rotorul cu poli aparenți cu aceeași piesă polară, ca și varianta combinată.

În felul acesta, noul tip de rotor (varianta combinată), permite o reducere a lungimii mașinii în raportul creșterii lui α_i, considerînd că solicitările magnetice în fier se pot controla printr-o geometrie corespunzătoare a miezului, adică printr-o înălțime satisfăcătoare a crestăturii și jugului.

c. Fluxul de scăpări al inductorului, în conformitate cu [1], [2] și [5], se calculează ținînd cont că sub aspect teoretic și constructiv, noul tip de rotor conține elemente ale fiecărei variante clasice. Rezultă astfel (fig. 3) că, fluxul total de scăpări Φ_σ are două componente:

$\Phi_{\sigma c}$ — în zona crestăturilor (liniile de cîmp sînt notate cu ① — pe partea activă și ④ — pe partea frontală), care se calculează similar ca la varianta cu poli înecați, utilizînd relația:

$$\Phi_{\sigma c} = \lambda_{\sigma c} \cdot F_{\delta d j \delta i m b}, \; Wb, \qquad (2)$$

în care:

$\lambda_{\sigma c} = \mu_0 \cdot l_r \dfrac{\lambda_{cr}}{N_b} + 0{,}2\,\mu_0\,t_R$, este permeanța totală a fluxului de scăpări în zona crestăturilor cu:

$\lambda_{cr} = \dfrac{h_2}{2b_{c2}} + \dfrac{h_{02}}{b_{c2}}$ (fig. 3c), permeanța specifică a cîmpului de scăpări în crestătură [2] (în cazul altor forme de crestături — ovale, trapezoidale etc. se utilizează pentru λ_{cr}, relațiile cunoscute din literatură, cu deosebirea că termenul din relație, corespunzător înălțimii active a crestăturii, ocupată de conductori, are la numitor 2 și nu 3);

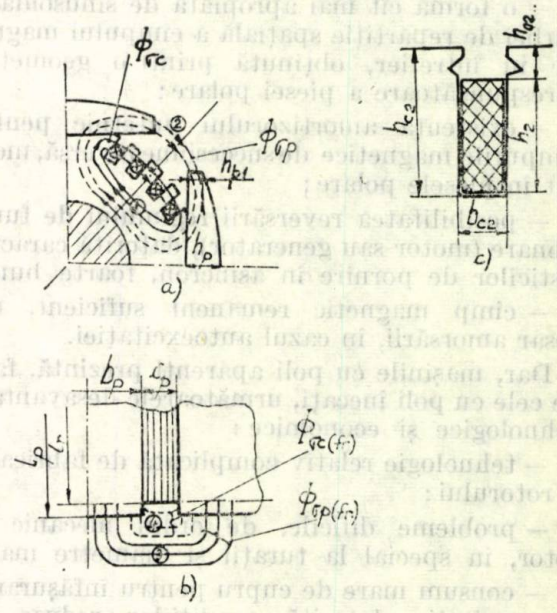


Fig. 3. Componentele fluxului de scăpări al inductorului pentru varianta de rotor combinată.
a — în secțiune transversală; *b* — în părțile frontale; *c* — secțiune prin crestătura rotorului.

N_b este numărul de bobine înseriate, pe un pol;

l_r — lungimea miezului în zona crestăturilor, în m;

t_R — pasul crestăturilor rotorului, în m;

$F_{\delta d j \delta i m b} = F_\delta + F_{d1} + F_{j1} + F_{\delta i m b}$, A, este tensiunea magnetică (pe partea statorului), de la extremitățile circuitului magnetic, pentru zona crestăturilor (pînă la îmbinarea pieselor polare cu jugul rotorului), pe o pereche de poli;

Observație. Deoarece întrefierul tranversal δ_{transv}, este mult mai mare decît întrefierul δ al mașinii, în relația lui $\lambda_{\sigma c}$, nu se mai consideră permeanța scăpărilor de la dinte la dinte, ca în [1].

$\Phi_{\sigma p}$ — în zona pieselor polare (liniile de cîmp sînt notate cu ② — pe partea activă și ③ — pe partea frontală), se calculează similar ca la varianta cu poli aparenți cu relația:

$$\Phi_{\sigma p} = \lambda_{\sigma p} \cdot F_{\delta d j}, \; Wb, \qquad (3)$$

în care :

$$\lambda_{\sigma p} = 2\,\mu_0\,l_p\left[\frac{h_{p1}}{c_p} + \frac{2h_{pm}}{\pi l_p}\cdot ln\left(1+\frac{\pi}{2}\cdot\frac{b_{\swarrow}}{c_p}\right)\right]$$

este permeanța totală a fluxului de scăpări în zona pieselor polare, unde : $h_{pm} = \dfrac{2h_p + h_{p1}}{3}$, este înălțimea echivalentă a piesei polare, în m ; l_p — lungimea piesei polare, în m.

Celelalte mărimi cu semnificațiile din figura 3, se introduc în m :

$$F_{\delta a j} = F_\delta + F_{d1} + F_{j1}, \quad A,$$

este tensiunea magnetică a statorului, pe o pereche de poli (de la extremitățile dinspre întrefier ale circuitului magnetic pentru zona pieselor polare).

În felul acesta, fluxul total de scăpări este :

$$\Phi_\sigma = \Phi_{\sigma c} + \Phi_{\sigma p}, \qquad (4)$$

iar fluxul total al inductorului (fig. 1) este :

$$\Phi_m = \Phi + \Phi_\sigma = \Phi + \Phi_{\sigma c} + \Phi_{\sigma p}, \qquad (5)$$

în care cu Φ s-a notat fluxul util pentru un pol.

d. Tensiunea magnetică a dintelui mare al rotorului se calculează analog ca cea a dinților stator cu valoarea intensității cîmpului magnetic rezultată din formula lui Simpson, corespunzător celor trei inducții din dintele mare (fig. 1) : maximă (în secțiunea *1—1'*), medie (în secțiunea *2—2'*) și minimă (în secțiunea *3—3'*). Valorile inducțiilor și cîmpului magnetic (din curba de magnetizare) se determină conform următoarelor ipoteze, foarte apropiate de situația reală :

— se consideră că fluxul de scăpări din zona crestăturilor rotorice $\Phi_{\sigma c}$, este uniform repartizat pe înălțimea crestăturii ;

— pentru valori ale inducției mai mici decît 1,8 T, se consideră că tot fluxul polului, din acea porțiune, trece numai prin dintele mare ;

— pentru inducții mai mari decît 1,8 *T* se consideră că o parte din fluxul polului, trece și prin crestăturile și dinții mici, vecini dintelui mare, însă numai pe deschiderea piesei polare $b_p = \alpha_p \cdot \tau$, deoarece întrefierul de sub piesa polară este mult mai mic decît δ_{transv} din axa transversală.

Pe baza primelor două ipoteze, rezultă că fluxurile în cele trei secțiuni, în care se calculează inducțiile din dintele mare sînt (fig. 1) :

— pentru secțiunea minimă (*1—1'*) : $\Phi_m = \Phi + \Phi_{\sigma c} + \Phi_{\sigma p}$;

— pentru secțiunea medie (*2—2'*) : $\Phi_{med} = \Phi + \dfrac{1}{2}\Phi_{\sigma c} + \Phi_{\sigma p}$;

— pentru secțiunea maximă (*3—3'*) : $\Phi_{max} = \Phi + \Phi_{\sigma p}$.

Ipoteza 3-a (pentru $B_{dRx} > 1{,}8\ T$) se ia în considerație prin folosirea, la determinarea din curba de magnetizare a intensității cîmpului magnetic respectiv H_{dRx}, a coeficientului de dinte k_{dRx}, calculat pentru secțiunea aflată la distanța x de fundul crestăturii rotorului, similar ca la dinții statorului, însă numai pe deschiderea b_p a piesei polare, cu relația :

$$k_{dRx} = \frac{S_{crx}}{S_{FedRx}} = \frac{\left(\alpha_p \dfrac{Z_2'}{2p} - N_D\right)\cdot b_{c2}}{k_{Fe}\left[\alpha_{\swarrow}\dfrac{Z_2'}{2p}(t_{Rx} - b_{c2}) + N_D \cdot b_{c2}\right]}, \qquad (6)$$

în care :

Z_2' este numărul de crestături ale rotorului, dacă ar fi uniform repartizate pe periferia rotorului ;

N_D — numărul de crestături neștanțate (corespunzătoare dintelui mare) ;

$t_{Rx} = \dfrac{\pi \cdot D_{Rx}}{Z_2'}$ — pasul crestăturilor rotorului, corespunzător diametrului D_{Rx}.

2. *Parametrii după cele două axe*

Cum se știe, calculul parametrilor după cele două axe ale mașinii sincrone cu poli aparenți se face cu ajutorul coeficienților de formă ai fundamentalei cîmpului de reacție a indusului k_{ad} — după axa longitudinală și k_{aq} — după axa transversală.

Deoarece configurația circuitului magnetic, după axa longitudinală nu a suferit modificări, rezultă că valoarea lui k_{ad}, este aceeași ca pentru mașina sincronă cu poli aparenți similară.

Coeficientul k_{aq} însă, va avea o valoare mai mare decît cea a mașinii cu poli aparenți similară (cu aceeași piesă polară). Pentru deducerea expresiei acestuia [1], se observă, că în zona corespunzătoare axei transversale, inducția nu mai poate fi considerată nulă (ca la polii aparenți), ci de $k = \delta_{transv}/\delta$ ori mai mică decît în cazul unui întrefier uniform δ și în axa transversală (fig. 4).

În acest caz, presupunînd întrefierul constant sub talpa polară, pentru armonica de ordinul ν a cîmpului magnetic transversal, în funcție de unghiul geometric β, se poate scrie :

$$B_{qm}^{(\nu)} = \frac{4}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{2}} B_q(\beta)\sin \nu p\beta \cdot d(p\beta) =$$

$$= \frac{4}{\pi} B_{0qm}\left[\int_0^{\alpha_p\frac{\pi}{2}} \sin p\beta \cdot \sin \nu p\beta \cdot d(p\beta) + \frac{1}{k}\int_{\alpha_p\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sin p\beta \cdot \sin \nu p\beta \cdot d(p\beta)\right], \qquad (7)$$

în care s-a considerat (fig. 4):

$$B_q(\beta) = B_{0qm} \sin p\,\beta.$$

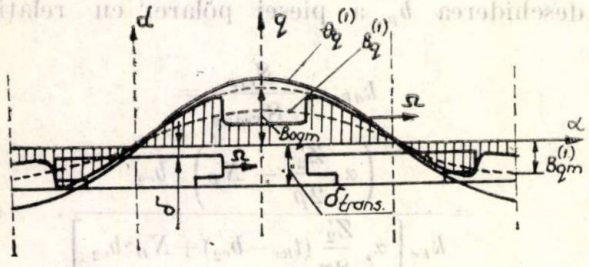


Fig. 4 Cîmpul magnetic transversal al statorului.

Rezolvînd integrala din relația (7) se obține:

$$B_{qm}^{(\nu)} = \frac{2}{\pi} B_{0qm} \left[\frac{\sin \alpha_p \frac{\pi}{2}(1+\nu)}{1+\nu} \left(1 - \frac{1}{k}\right) + \frac{\sin \alpha_p \frac{\pi}{2}(1-\nu)}{1-\nu} \left(1 - \frac{1}{k}\right) - \frac{1}{k} \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{2}(1+\nu)}{1+\nu} + \frac{1}{k} \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{2}(1-\nu)}{1-\nu} \right]$$

și în consecință, coeficientul de formă pentru armonica ν rezultă:

$$k_{aq}^{(\nu)} = \frac{B_{qm}^{(\nu)}}{B_{0qm}} = \frac{2}{\pi} \left\{ \frac{k-1}{k} \left[\frac{\sin \alpha_p \frac{\pi}{2}(1-\nu)}{1-\nu} - \frac{\sin \alpha_p \frac{\pi}{2}(1+\nu)}{1+\nu} \right] + \frac{1}{k} \left[\frac{\sin \frac{\pi}{2}(1-\nu)}{1-\nu} - \frac{\sin \frac{\pi}{2}(1+\nu)}{1+\nu} \right] \right\}. \quad (8)$$

Pentru armonica fundamentală ($\nu = 1$) și ținînd cont de expresia coeficientului $k_{aq(p.a)}$ pentru mașinile cu poli aparenți similare și δ constant sub talpa polară [1], se obține pentru noul tip de rotor:

$$k_{aq} = \frac{k-1}{k} \cdot k_{aq(p.a)} + \frac{1}{k}. \quad (9)$$

Relația (9) este valabilă și în cazurile generale, cînd întrefierul sub piesa polară nu este constant, valoarea lui $k_{aq(p.a)}$ fiind însă, în acest caz, cea determinată în funcție de α_p, δ_{max}/δ și δ/τ, din curbele existente în literatură [4], [7] pentru mașina sincronă cu poli aparenți similară.

Pentru valorile obișnuite ale lui $k = 6-8$ și pentru limitele normale ale lui $\alpha_p = 0{,}6 - 0{,}75$, rezultă:

$$k_{aq} = (1{,}1 - 1{,}18) \cdot k_{aq(p.a)}. \quad (10)$$

II. Considerații constructive

Din punct de vedere constructiv, asupra noului tip de rotor pentru mașinile sincrone se pot face următoarele observații:

1. Consumul de cupru pentru înfășurarea de excitație este mult mai mic decît al variantei cu poli aparenți și mai mic chiar decît al variantei cu poli înecați deoarece:

a — diametrul rotorului este mai mic decît la mașina cu poli înecați și deci lungimea medie a spirei este mai mică la capetele frontale;

b — condițiile de răcire a rotorului sînt superioare ambelor variante, ca urmare a posibilității circulării aerului de ventilație atît radial, prin canalele radiale de ventilație ale rotorului, cît și axial prin spațiile dintre piesele polare.

2. Tehnologia de fabricație a bobinajului de excitație este identică cu cea a mașinilor cu poli înecați.

3. Tehnologia miezului magnetic al rotorului este asemănătoare cu cea a mașinilor cu poli înecați necesitînd însă în plus:

— ștanțarea feței drepte, pentru așezarea piesei polare;

— confecționarea piesei polare, cu tehnologia ei.

Ștanțarea crestăturilor și a feței drepte necesită scule simple, însă mașina de ștanțat (presa) trebuie să fie prevăzută cu posibilitatea realizării ștanțării intermitente, cum de altfel au toate mașinile moderne.

4. Problemele de ordin mecanic și de echilibrare, sînt mult mai ușoare decît la mașinile cu poli aparenți.

Concluzii

- Noua variantă, combinată, reprezintă soluția optimă de rotor pentru mașinile sincrone.
- Caracteristicile de funcționare a acesteia sînt foarte apropiate de cele ale variantei cu poli aparenți.
- Din punct de vedere constructiv, noua variantă permite o reducerea a volumului de materiale active.
- Consumul de cupru pentru înfășurarea de excitație este mai mic decît al ambelor variante clasice.

Notă: Această variantă combinată de rotor se aplică cu rezultate bune la mașinile sincrone (între 130 kVA — — 1750 kVA) aflate în fabricație de serie la întreprinderea „Electroputere" — Craiova.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice, vol. IV. Bucureşti, Editura Academiei R. S. România, 1972.

[2] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. II. (traducere din limba germană). Bucureşti, Editura tehnică, 1959.

[3] *Cioc, I.* Rotor pentru maşini electrice sincrone. Certificat de invenţie, nr. 57066.

[4] *Sergheev, P. S., Vinogradov, N. V., Gosianov, F. A.* Proiektirovanie elektriceskih maşin. Moskva, Izdatelstvo energiia, 1969.

[5] *Bălă, C.* Proiectarea maşinilor electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

[6] *Nicolaide, A.* Maşini electrice, vol. II. Craiova. Editura Scrisul Românesc, 1975.

[7] *Cioc, I.* Contribuţii la studiul şi proiectarea seriei unitare de maşini sincrone de puteri medii. Rezumatul tezei de doctorat, Min. Ed. şi Inv., Inst., politehnic, Bucureşti, 1974.

Intrat în redacţie la 22.IX. 1976

CZ 621.396.641

AMPLIFICATOARE HIDRAULICE
REGIM STAŢIONAR ŞI DINAMIC
MODEL MATEMATIC

Unele probleme privind analiza regimului staţionar şi dinamic al amplificatoarelor hidraulice cu sertar

SIMION FLOREA, ILIE CATANĂ* — BUCUREŞTI

1. Consideraţii preliminare

Privit din punct de vedere funcţional, un sistem hidraulic reprezintă un ansamblu de componente hidraulice interconectate, în care se generează, transmite, reglează şi utilizează puterea hidraulică în vederea acţionării unei sarcini.

După principiul de reglare a puterii hidraulice transmise se cunosc două structuri fundamentale de sisteme hidraulice :

— sisteme cu amplificatoare hidraulice de comandă ;

— sisteme cu pompe reglabile.

Prima structură se utilizează pentru puteri pînă la 20 CP, în timp ce structurile cu pompe reglabile se utilizează la sisteme în care se cer puteri mari şi cu performanţe ridicate.

În cadrul sistemelor de automatizare hidraulice cu amplificator hidraulic de comandă, energia hidraulică furnizată de o sursă de energie hidraulică sub presiune constantă este comandată către servomotor, cu ajutorul unui dispozitiv de comandă şi reglare a puterii care are rolul de amplificator hidraulic (fig. 1).

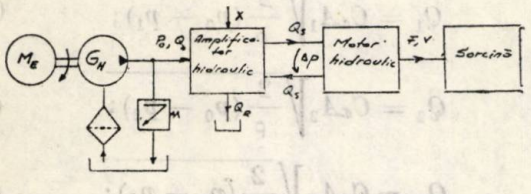


Fig. 1

Amplificatorul hidraulic cu sertăraş este unul din cele mai răspîndite elemente din cadrul unui sistem hidraulic şi are o construcţie care permite comanda energiei hidraulice furnizată de sursă, cu ajutorul unui semnal de mică putere aplicat la intrare.

Realizarea constructivă a acestui dispozitiv este legată de funcţionalitatea pe care o are în structura sistemului hidraulic, ca elemente de interfaţă între sistemele hidraulice de putere şi alte elemente de acţionare : pneumatice, electrice, mecanice sau combinate.

Comportarea în regim staţionar şi dinamic a amplificatorului, determinată de anumiţi parametri constructivi şi funcţionali, contribuie la comportarea întregului sistem din care face parte. În analiza şi mai ales în sinteza sistemelor hidraulice trebuie cunoscute şi utilizate corespunzător aceste caracteristici, în vederea realizării unor sisteme care să beneficieze într-adevăr de avantajele deosebite ale acţionării hidraulice.

În cele ce urmează se analizează stabilirea modelului matematic ce descrie comportarea în regim staţionar şi dinamic a unui sistem hidraulic în circuit deschis, avînd structura din figura 2.

Sistemul format din amplificatorul cu sertar *1*, motorul cu piston *3* şi sarcina inerţială *4*, realizează amplificarea într-un singur etaj. Elementul de comandă sau amplificatorul cu patru căi din cilindrul *1*, pistonul *5* cu trei manşete (sertarul) primeşte semnalul de intrare prin tija *6*, marcat în figură prin F_a. În funcţie de sensul de deschidere a sertăraşului sarcina va fi acţionată de o parte sau alta a poziţiei de echilibru cu o viteză proporţională cu mărimea semnalului de comandă.

* Dr. ing. *S. Florea* este profesor, iar ing. *I. Catană* este asistent la Institutul politehnic — Bucureşti.

2. Analiza regimului staţionar

Comanda amplificatoarelor hidraulice se face, de obicei, mecanic sau electric, prin deplasarea sertarului cu o amplitudine şi într-un sens care depinde de mărimea şi polaritatea semnalului aplicat la intrare.

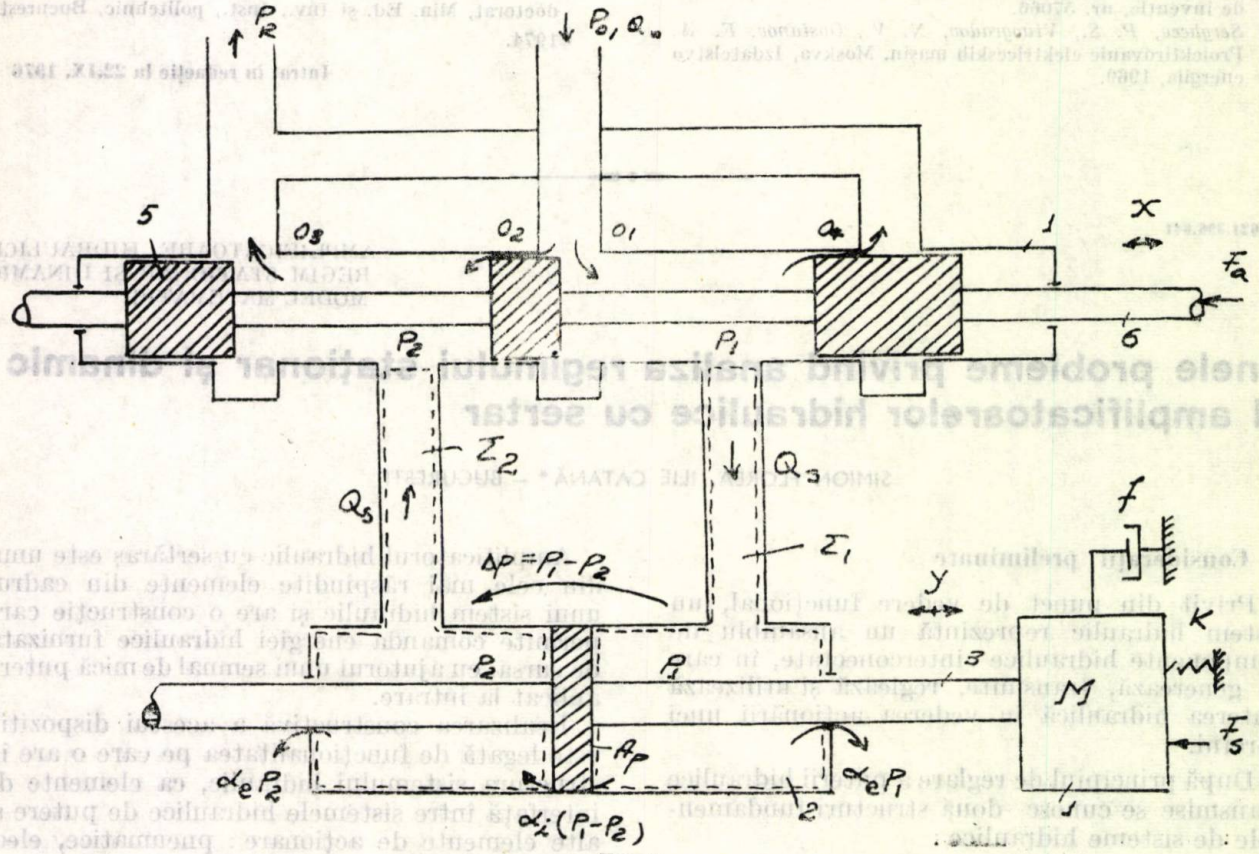


Fig. 2

Pentru a realiza această deschidere se acţionează cu o anumită forţă care trebuie să compenseze forţele hidrodinamice neechilibrate, determinate de curgerea fluidului de lucru prin orificiile amplificatorului, forţele de frecare, forţele radiale neechilibrate şi forţa dezvoltată de cele două resoarte care ţin sertăraşul în poziţia neutră în absenţa semnalului de intrare.

În vederea minimizării acestor forţe se realizează construcţii speciale de amplificatoare, care permit compensarea forţelor hidrodinamice axiale, forţe ce au ponderea cea mai mare în forţa totală de deschidere a sertăraşului.

În continuare, se vor face referiri la un amplificator echilibrat, iar pentru simplificarea reprezentării grafice se va folosi simbolul din figura 2.

Caracteristicile statice ale amplificatorului sînt exprimate de dependenţele în regim staţionar dintre debitul la servomotor Q_s, căderea de presiune pe servomotorul hidraulic Δp şi deschiderea sertăraşului x.

Cele patru orificii ale amplificatorului (O_1—O_4, fig. 2) constituie patru rezistenţe hidraulice reglabile prin care curge fluidul de lucru, formează o punte Wheastone, care prin analogia electrohidraulică se poate reprezenta, pentru analiză, ca în figura 3.

Ecuaţiile care exprimă debitele prin orificiile amplificatorului, în funcţie de căderile de presiune respective, rezultă acum uşor din analiza

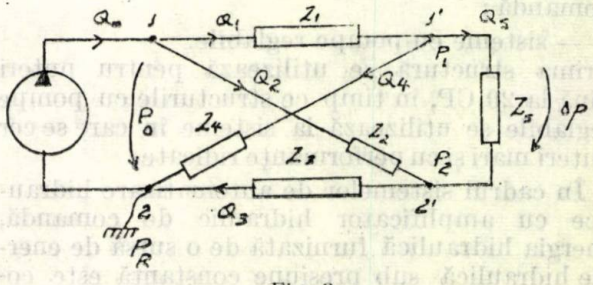


Fig. 3

schemei echivalente în regim staţionar din figura 3 :

$$Q_1 = C_d A_1 \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_0 - p_1)}; \tag{1}$$

$$Q_2 = C_d A_2 \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_0 - p_2)}; \tag{2}$$

$$Q_3 = C_d A_3 \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_2 - p_R)}; \tag{3}$$

$$Q_4 = Q_d A_4 \sqrt{\frac{2}{\rho}(p_1 - p_R)}. \tag{4}$$

Se consideră suprafețele active din carcasa amplificatorului, realizate sub formă dreptunghiulară (fig. 4), simetrice și egale:

$$A_1 = A_3, \quad A_2 = A_4. \tag{5}$$

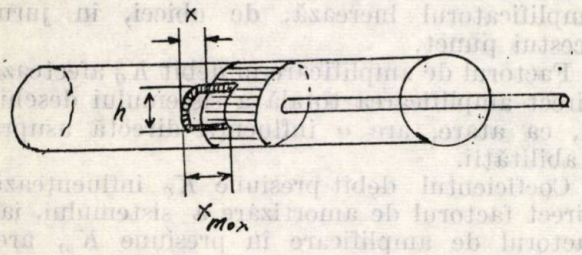


Fig. 4

În aceste condiții, avem [1]:

$$Q_1 = Q_3, \quad Q_2 = Q_4. \tag{6}$$

Dacă pe suprafața lichidului din rezervor se exercită numai presiunea atmosferică $p_R = p_{at} = 0$, atunci din ecuațiile (1), (3) și (6), se obține:

$$p_0 = p_1 + p_2. \tag{7}$$

Dacă se notează cu $\Delta p = p_1 - p_2$ căderea de presiune pe pistonul servomotorului, atunci presiunile în camerele motorului sînt:

$$p_1 = \frac{p_0 + \Delta p}{2}; \tag{8}$$

$$p_2 = \frac{p_0 - \Delta p}{2}; \tag{9}$$

Se observă că pentru un distribuitor simetric cu orificii egale, fără sarcină ($\Delta p = 0$), presiunea în fiecare cameră a servomotorului hidraulic este $\frac{1}{2} p_0$. La aplicarea sarcinii presiunea crește într-o cameră și scade în cealaltă cu aceeași cantitate.

Aplicînd ecuația de continuitate în punctul *1'* al schemei echivalente în regim staționar, se obține expresia debitului prin servomotor:

$$Q_s = C_d A_1 \sqrt{\frac{1}{\rho}(p_0 - \Delta p)} - C_d A_2 \sqrt{\frac{1}{\rho}(p_0 + \Delta p)}, \tag{10}$$

unde:

C_d este coeficientul de debit și se determină experimental;

p_0 — presiunea lichidului la intrarea în amlplificator;

A_1, A_2 — ariile orificiilor O_1 și O_2.

În cazul amplificatoarelor cu acoperire ideală, avînd orificii egale și simetrice, debitele de pierderi Q_2 și Q_4 prin orificiile O_2 și O_4, avînd $x > 0$ și Q_1 și Q_3 prin orificiile O_1 și O_3, cînd $x < 0$ sînt egale cu zero, ceea ce permite să se scrie relațiile:

$$Q_s = C_d A_1 \sqrt{\frac{1}{\rho}(p_0 - \Delta p)}, \quad x > 0, \tag{11}$$

și:

$$Q_s = -C_d A_2 \sqrt{\frac{1}{\rho}(p_0 + \Delta p)}, \quad x < 0. \tag{12}$$

Din relațiile (11) și (12) se deduce:

$$Q_s = C_d |A_1| \frac{x}{|x|} \sqrt{\frac{1}{\rho}\left(p_0 - \frac{x}{|x|}\Delta p\right)}. \tag{13}$$

Această ecuație descrie familia de caracteristici statice a amplificatorului hidraulic cu patru căi, cu centrul critic, avînd orificii egale și simetrice. Dacă orificiile au arii dreptunghiulare, ecuația (13) se scrie astfel:

$$Q_s = C_d h x \sqrt{\frac{1}{\rho}\left(p_0 - \frac{x}{|x|}\Delta p\right)}. \tag{14}$$

Prin urmare, comportarea în regim staționar a amplificatorului hidraulic este descrisă de o familie de caracteristici, care exprimă dependența dintre debitul la servomotor, căderea de presiune la servomotor Δ_p și avînd ca parametru deschiderea sertărașului x, așa cum se arată în figura 5.

Din ecuația (14) și din caracteristicile statice reprezentate în figura 5, rezultă că amplifica-

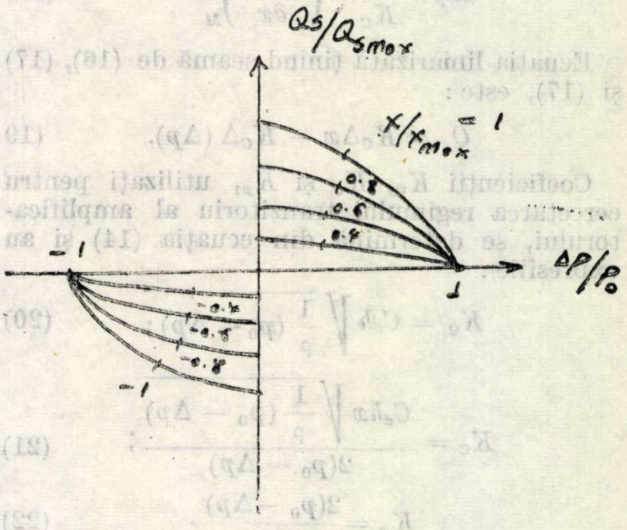


Fig. 5

torul are în regim staţionar o comportare neliniară şi, prin urmare, depinde de punctul static de funcţionare.

Pentru analiza şi sinteza circuitelor hidraulice în multe aplicaţii se admite principiul superpoziţici, ceea ce permite a stabili un model matematic liniar, la care mărimile variază cu amplitudine mică, în jurul unui punct mediu de funcţionare. Modelul liniar al sistemului se obţine dezvoltînd în serie Taylor ecuaţia debitului la sarcină, $Q_s = f(\Delta p, x)$ în jurul unui punct M de funcţionare, reţinînd numai termenul, de ordinul unu :

$$\Delta Q_s = \left(\frac{\partial Q_s}{\partial x}\right)_M \Delta x + \left(\frac{\partial Q_s}{\partial \Delta p}\right) \Delta(\Delta_p). \qquad (15)$$

Derivatele parţiale din relaţia (15) se pot obţine, fie prin diferenţierea ecuaţiei (14), fie grafic şi definesc doi dintre cei mai importanţi parametri ai amplificatorului, şi anume :

$$K_Q = \left(\frac{\partial Q}{\partial x}\right)_M \text{ — factorul de amplificare în debit ;} \qquad (16)$$

$$K_C = -\left(\frac{\partial Q_s}{\partial \Delta p}\right)_M \text{ — coeficientul debit-presiune.} \qquad (17)$$

Avînd în vedere că $\Delta(\Delta p) > 0$, rezultă că $\Delta Q_s < 0$ şi reciproc, de unde rezultă că $\frac{\partial Q_s}{\partial \Delta_p} < 0$, iar $K_C > 0$, pentru orice configuraţie de amplificator hidraulic.

Un alt parametru important în dinamica sistemelor hidraulice cu amplificatorul cu sertăraş este factorul de amplificare în presiune, definit de relaţia :

$$K_p = \frac{K_Q}{K_C} = \left(\frac{\partial \Delta p}{\partial x}\right)_M. \qquad (18)$$

Ecuaţia liniarizată ţinînd seamă de (16), (17) şi (17), este :

$$Q_s = K_Q \Delta x - K_C \Delta(\Delta p). \qquad (19$$

Coeficienţii K_Q, K_C şi K_p, utilizaţi pentru cercetarea regimului tranzitoriu al amplificatorului, se determină din ecuaţia (14) şi au expresiile :

$$K_Q = C_d h \sqrt{\frac{1}{\rho}(p_0 - \Delta p)}; \qquad (20)$$

$$K_C = \frac{C_d h x \sqrt{\frac{1}{\rho}(p_0 - \Delta p)}}{2(p_0 - \Delta p)}; \qquad (21)$$

$$K_p = \frac{2(p_0 - \Delta p)}{x}. \qquad (22)$$

Aceste relaţii pun în evidenţă dependenţa acestora de parametrii constructivi şi funcţionali, precum şi faptul că depind de punctul de funcţionare ales. Cel mai important punct de funcţionare este originea caracteristicilor statice definită de $x = Q_s = \Delta p = 0$, deoarece amplificatorul lucrează, de obicei, în jurul acestui punct.

Factorul de amplificare în debit K_Q afectează direct amplificarea totală a sistemului deschis şi, ca atare, are o influenţă directă asupra stabilităţii.

Coeficientul debit-presiune K_C influenţează direct factorul de amortizare a sistemului, iar factorul de amplificare în presiune K_p, are, de obicei, valori foarte mari şi explică abilitatea sistemului amplificator-servomotor de a accelera sarcini inerţiale mari într-un timp scurt.

Deoarece în origine factorul de amplificare în debit K_Q are cea mai mare valoare, deci, conduce la cea mai mare valoare a amplificării sistemului, iar coeficientul debit-presiune K_C are cea mai mică valoare, deci, amortizarea sistemului este cea mai mică, originea reprezintă punctul cel mai critic din punct de vedere al stabilităţii, iar un sistem stabil în acest punct rămîne stabil în oricare alt punct de funcţionare.

Coeficienţii de zero ai amplificatorului au valorile :

$$K_{Q_0} = C_d h \sqrt{\frac{1}{\rho} p_0}; \quad K_{C_0} = 0; \quad K_{p_0} = \infty. \qquad (23)$$

Factorul de amplificare în debit K_{Q_0} în punctul de zero al amplificatorului a fost amplu verificat experimental şi poate fi utilizat cu multă încredere în proiectare [3].

Acest fapt reprezintă într-adevăr un mare cîştig, deoarece avem la dispoziţie o mărime controlabilă la proiectare de care depinde stabilitatea sistemului. În felul acesta sistemele hidraulice au o stabilitate controlabilă.

În ceea ce priveşte valorile coeficienţilor K_{C_0} şi K_{p_0} acestea se abat oarecum de la cele obţinute experimental. Valori mult mai apropiate se obţîn dacă pentru un amplificator hidraulic se ridică experimental caracteristicile statice şi din ele se deduc valorile coeficienţilor respectivi.

3. Analiza regimului dinamic

Amplificatorul hidraulic cu sertar cu un etaj de amplificare se utilizează în majoritatea aplicaţiilor în cadrul unui sistem cu servomotor hidraulic, cu mişcare de translaţie sau rotaţie, acolo unde puterea cerută de sarcină este suficientă pentru capacitatea de comandă a amplificatorului.

S-a arătat că în regim staţionar comportarea amplificatorului este determinată şi de condiţiile sarcinii exprimate de căderea de presiune

pe piston. În aceste condiții comportarea dinamică a amplificatorului se studiază în strînsă legătură cu servomotorul hidraulic pe care-l comandă formînd, cu acesta, o singură unitate funcțională.

Modelul matematic care descrie comportarea dinamică a acestui ansamblu se prezintă sub forma unei ecuații diferențiale cu coeficienți constanți care exprimă legătura dintre variația în timp a mărimii de ieșire y, deplasarea sarcinii și variația în timp a mărimii de intrare — deschiderea sertărașului. Acest model matematic se poate exprima și sub forma funcției de transfer. S-a considerat că servomotorul hidraulic cu mișcare de translație acționează o sarcină inerțială, avînd și frecare vîscoasă, asupra căreia mai acționează și un resort și o forță exterioară F; se neglijează forțele de frecare uscată la sarcină.

Determinarea modelului matematic se face aplicînd legile fizicii ce guvernează fenomenele care se desfășoară în cadrul acestui sistem, în cazul de față ecuația de continuitate a mediului fluid și ecuația de echilibru dinamic al forțelor ce acționează la sarcină. Alegînd două suprafețe de control Σ_1 și Σ_2 (fig. 2) și ținînd seama de debitele de pierderi în cilindrul servomotorului hidraulic, ecuațiile de continuitate în regim dinamic sînt:

$$Q_s - \alpha_i (p_1 - p_2) - \alpha_e p_1 = \frac{dV_1}{dt} + \frac{V_{10}}{E} \frac{dp_1}{dt}; \tag{24}$$

$$\alpha_i p_1 - p_2) - \alpha_e p_2 - Q_s = \frac{dV_2}{dt} + \frac{V_{20}}{E} \frac{dp_1}{dt}, \tag{25}$$

unde:

α_i, α_e sînt coeficienții de pierderi de debit interioare și exterioare (fig. 2);

V_1, V_2 — volumele de ulei la un moment dat;

V_{10}, V_{20} — volumele de ulei în poziția neutră a sertărașului;

E — modulul de elasticitate a uleiului.

La un moment dat cele două volume de ulei sînt date de relațiile:

$$V_1 = V_{10} + A_p y; \qquad V_2 = V_{20} - A_p y, \tag{26}$$

în care:

A_p reprezintă suprafața activă a pistonului servomotorului hidraulic;

y — deplasarea sarcinii, aceeași cu deplasarea tijei servomotorului hidraulic.

Considerăm că deplasarea servomotorului se face cu valori mici în jurul punctului de zero, iar cele două volume inițiale ale servomotorului sînt egale:

$$V_{01} = V_{02} = \frac{1}{2} V,$$

unde V este volumul total al cilindrului și conductelor de legătură cu sertărașul și reprezintă volumul total de ulei pus în mișcare în cadrul acestui sistem hidraulic.

În aceste condiții ecuația (19) în jurul punctului de zero, devine:

$$Q_s = K_{Q_0} \Delta x - K_{C_0} \cdot \Delta p, \tag{27}$$

iar ecuațiile de debit se scriu astfel:

$$Q_s = A_p \frac{dy}{dt} + \alpha \cdot \Delta_p + \frac{V}{4E} \frac{d(\Delta p)}{dt}, \tag{28}$$

unde:

$\alpha = \alpha_i + \frac{1}{2} \alpha_e$ reprezintă coeficientul total de pierderi în motorul hidraulic.

Ecuația de echilibru dinamic al forțelor aplicată la sarcină este:

$$A_p \Delta p = M \frac{d^2 y}{dt^2} + f \frac{dy}{dt} + Ky + F_s, \tag{29}$$

unde:

M este masa totală redusă la tija servomotorului hidraulic;

f — coeficientul de frecări vîscoase la sarcină;

K — constanta de elasticitate a resortului sarcinii;

F_s — forța la sarcină.

Ecuațiile (27), (28) și (29) în real sau în complex sînt suficiente pentru determinarea modelului matematic în regim dinamic al sistemului.

În vederea folosirii acestui model pentru cercetarea stabilității și a performanțelor dinamice, cînd circuitul descris este conținut într-o structură de sistem închis este util să-l exprimăm grafic sub forma unei scheme funcționale. Acest lucru devine posibil dacă urmărim transmiterea și transformarea semnalului de la intrare la ieșire.

Dacă se aplică transformata Laplace ecuațiile (27—29) devin:

$$Q_s(s) = K_{Q_0} \Delta x(s) - Y_{C_0} \Delta p(s),$$

$$Q_s(s) = A_p s Y(s) + \alpha \Delta p(s) + \frac{V}{4E} s \Delta p(s),$$

$$A_p \Delta p(s) = M s^2 Y(s) + f s Y(s) + K Y(s) + F(s).$$

Cu ajutorul acestor ecuaţii se determină schema funcţională din figura 6.

Se observă că asupra mărimii y acţionează în afară de mărimea de intrare x care reprezintă mărimea de comandă a sistemului şi forţa F, la sarcină, care intervine aici ca o mărime de perturbaţie.

Prin urmare, se pot stabili, din această schemă funcţională, două funcţii de transfer

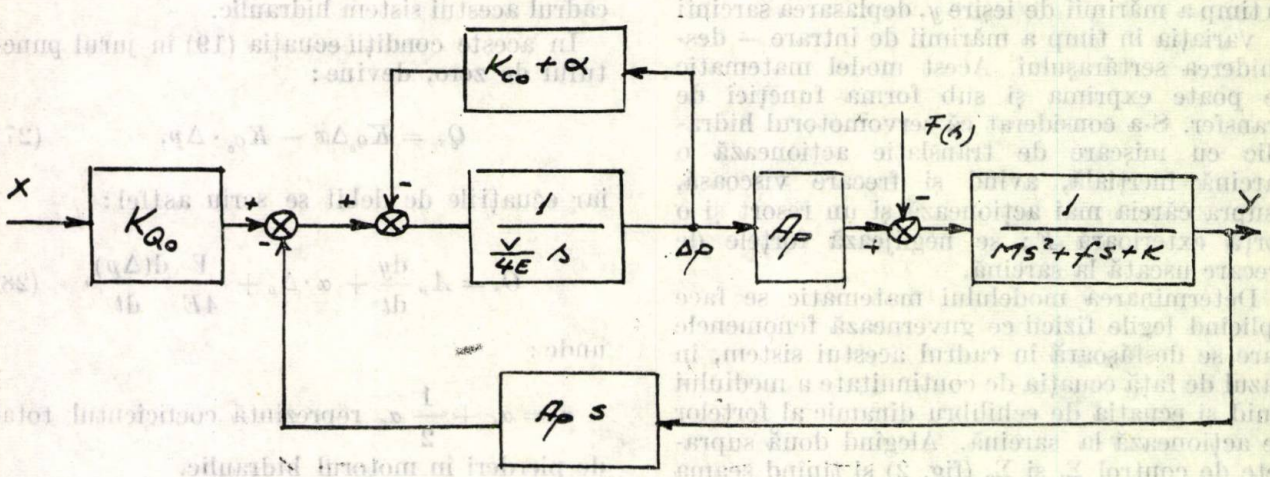


Fig. 6

referitoare la mărimea de intrare şi la perturbaţia de sarcină şi care sînt :

— în raport cu X ($F = 0$) ;

unde :

$\omega_n = \sqrt{\frac{4EA_p^2}{VM}}$ reprezintă pulsaţia naturală a sistemului ; (33)

$\zeta = \frac{K_{Ce}}{A_p}\sqrt{\frac{EM}{V}} + \frac{f}{4A_p}\sqrt{\frac{V}{EM}}$ — factorul de amortizare a sistemului. (34)

Dacă analiza sistemului se face în alt punct de funcţionare decît originea, se modifică factorul de amplificare în debit K_Q şi coeficientul presiune-debit K_C care depinde de punctul de funcţionare. Rezultă, aşadar că răspunsul sistemului depinde de punctul de funcţionare a amplificatorului hidraulic, fapt de care trebuie să ţinem seama în sinteza sistemelor şi la testarea lui în laborator.

$$H_1(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{\frac{K_{Q_0}}{A_p}}{\frac{VM}{4EA_p^2}s^3 + \left(\frac{K_{Ce}M}{A_p^2} + \frac{fV}{4EA_p^2}\right)s^2 + \left(1 + \frac{fK_{Ce}}{A_p^2} + \frac{KV}{4EA_p^2}\right)s + \frac{K_{Ce}K}{A_p^2}}, \quad (30)$$

— în raport cu perturbaţia ($X = 0$) ;

$$H_2(s) = \frac{y(s)}{F(s)} = \frac{-\frac{K_{Ce}}{A_p^2}\left(1 + \frac{V}{4EK_{Ce}}s\right)}{\frac{VM}{4EA_p^2}s^3 + \left(\frac{K_{Ce}M}{A_p^2} + \frac{fV}{4EA_p^2}s^2 + \left(1 + \frac{fK_{Ce}}{A_p^2} + \frac{KV}{4EA_p^2}\right)s + \frac{K_{Ce}K}{A_p^2}\right.} \quad (31)$$

unde $K_{Ce} = K_{Co} + \alpha$ este coeficientul total de pierderi al sistemului.

La cele mai multe aplicaţii arcul la sarcină lipseşte şi termenul $\frac{fK_{Ce}}{A_p^2}$ este mult mai mic decît unitatea şi poate fi neglijat.

În aceste condiţii modelul matematic al sistemului devine :

$$y(s) = \frac{\frac{K_{Q_0}}{A_p}x(s) - \frac{K_{Ce}}{A_p^2}\left(1 + \frac{V}{4EK_{Ce}}s\right)F(s)}{s\left(\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n}s + 1\right)}, \quad (32)$$

4. Concluzii

Comportarea în regim staţionar şi dinamic a amplificatoarelor hidraulice cu sertăraş este determinată atît de parametrii constructivi şi funcţionali ai acestora, cît şi de caracteristicile sarcinii comandate de către servomotorul hidraulic.

În esență, modelul matematic al amplificatorului este neliniar, fapt exprimat de caracteristicile sale statice, dar pentru domenii relativ restrînse de variație a mărimilor în jurul unor puncte staționare, funcționarea amplificatorului se poate descrie suficient de exact printr-un model liniarizat. Acest model are o mare importanță fiind utilizat atît la analiza dar mai ales la sinteza amplificatoarelor hidraulice unde s-a dovedit capabil să reflecte suficient de exact comportarea statică și dinamică a acestora.

Folosirea modelului liniarizat pentru analiza și sinteza sistemelor hidraulice cu amplificatoare de tip sertăraș a permis stabilirea unor concluzii de ordin general privind stabilitatea acestor sisteme și comportarea lor în regim staționar și dinamic, care au fost verificate experimental.

Bibliografie

[1] *Florea, S.*, Sisteme automate hidraulice. Note de curs.
[2] *Florea, S., Stănescu, M., Catană, I.* Sisteme automate hidraulice și pneumatice. Îndreptar de proiectare.
[3] *Merill H. E.* Hydraulic Control Systems, Willey, 1967.

Intrat în redacție la 23. II. 1977

CZ 621.313.32

FAZORI REPREZENTATIVI
INDUCTIVITĂȚI OPERAȚIONALE

Asupra unor procese tranzitorii frecvente în mașina de inducție

AUREL CÎMPEANU* — CRAIOVA

Introducere

Studiul proceselor tranzitorii din mașina de inducție, în numeroase cazuri particulare importante, poate fi sensibil ușurat, avînd în vedere simetria magnetică a mașinii după toate direcțiile prin utilizarea ecuațiilor de tensiuni și fluxuri în formă complexă [2], [4], [7], [9] ș. a.

În vederea simplificării determinărilor analitice, în lucrare se introduc ipoteze controlate care să nu afecteze concluziile legate de fenomenele tranzitorii analizate, în principal în primele momente, cele mai importante, ale producerii lor. În acest sens se admite că toți parametrii mașinii, rezistențe și inductivități sînt constanți. Se consideră, de asemenea, viteza unghiulară Ω constantă, ipoteză valabilă pentru un număr mare de procese tranzitorii de interes practic.

Pe această bază sistemul de ecuații ce descrie comportarea mașinii devine liniar și poate fi rezolvat prin calcul operațional. În sistemul de axe solidar cu rotorul avem :

$$\begin{aligned}
\tilde{u}_s &= R_s \tilde{i}_s + p[\tilde{\psi}_s - \tilde{\psi}_s(0)] + j\omega \tilde{\psi}_s \\
\tilde{u}_r &= R_r \tilde{i}_r + p[\tilde{\psi}_r - \tilde{\psi}_r(0)] \qquad (1) \\
\tilde{\psi}_s &= L_s \tilde{i}_s + L_{sr} \tilde{i}_r \\
\tilde{\psi}_r &= L_r \tilde{i}_r + L_{sr} \tilde{i}_s,
\end{aligned}$$

unde s-au notat cu : R_s, R_r rezistențele înfășurărilor de fază ale statorului, respectiv rotorului ; L_s, L_r, L_{sr} — inductivitățile ciclice principale și mutuale ale înfășurărilor statorului și rotorului ; $\tilde{u}_s$, $\tilde{i}_s$, $\tilde{\psi}_s$ fazorii reprezentativi ai tensiunilor, curenților și fluxurilor înfășurărilor statorice și o semnificație similară pentru $\tilde{u}_r$, $\tilde{i}_r$, $\tilde{\psi}_r$; $\omega = p\,\Omega$ — în care p este numărul de perechi de poli ai mașinii.

Se exprimă în ecuația de tensiuni a circuitului rotoric fluxul $\tilde{\psi}_r$ în funcție de curenți :

$$\tilde{u}_r = (R_r + p\,L_r)\,\tilde{i}_r + pL_{sr}\,\tilde{i}_s - p\,\tilde{\psi}_r(0) \qquad (2)$$

Introducînd pe $\tilde{i}_r$ dat de (2) în expresia lui $\tilde{\psi}_s$ avem, de asemenea :

$$\tilde{\psi}_s = l_s(p)\,\tilde{i}_s + [\tilde{u}_r + p\,\tilde{\psi}_r(0)]\;g(p), \qquad (3)$$

unde inductivitatea operațională $l_s(p)$ și $g(p)$ au forma :

$$l_s(p) = L_s - \frac{pL_{sr}^2}{R_r + pL_r}; \quad g(p) = \frac{L_{sr}}{R_r + pL_r}. \qquad (4)$$

Dacă se cunosc tensiunile $\tilde{u}_s$, $\tilde{u}_r$ și condițiile inițiale, din prima ecuație din (1) împreună cu (3), se determină curentul $\tilde{i}_s$. În continuare, din (2) se obține curentul $\tilde{i}_r$, iar din (1) fluxurile $\tilde{\psi}_s$, $\tilde{\psi}_r$.

* Dr. ing. *A. Cimpeanu* este conferențiar la Universitatea din Craiova.

Introducînd coeficientul de dispersie $\sigma_{12} = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$ și constanta proprie de timp $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ a înfășurării rotorice, inductivitatea operațională obține forma :

$$l_s(p) = L_s \frac{1 + p\sigma_{12} T_r}{1 + pT_r} = L_s \frac{1 + pT'_r}{1 + pT_r}, \quad (5)$$

în care $T'_r = \sigma_{12} T_r$ reprezintă constanta de timp a înfășurării rotorice în prezența înfășurării statorice presupusă supraconductoare și legată în scurtciruit.

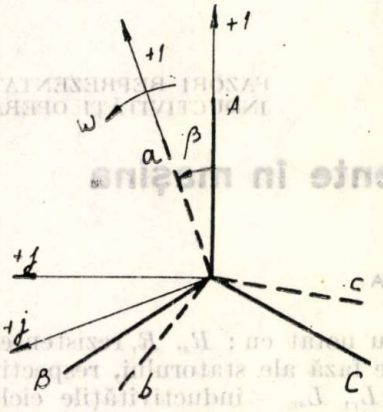


Fig. 1. Sistemele de axe de referință ale statorului și rotorului.

În cele ce urmează se face precizarea că în sistemul de referință statoric axa reală este suprapusă axei fazei A, iar în sistemul rotoric axei fazei a. Între axele reale există unghiul electric $\beta = \omega t + \beta_0$ (fig. 1).

Relațiile (1) — (5) de mai sus sînt aplicate în studiul proceselor tranzitorii analizate în continuare.

1. Procesul tranzitoriu de conectare la rețea

Se consideră procesul de conectare la rețea a unei mașini de inducție, care la timpul $t = 0$ are o turație oarecare.

Condițiile inițiale sînt $\underline{\psi}_s(0) = \underline{\psi}_r(0) = 0$. Se presupune înfășurarea rotorică legată în scurtcircuit încît $\underline{\tilde{u}}_r = 0$ (dacă la inele este conectată o rezistență, aceasta se consideră inclusă în rezistența proprie a înfășurării).

Prima ecuație din (1), considerînd pentru generalizare rotorul în turație, devine :

$$\underline{\tilde{u}}_s = [R_s + (p + j\omega) l_s(p)] \underline{\tilde{i}}_s. \quad (6)$$

În sistemul de axe statoric $\underline{u}_s = \underline{U}_1 e^{j\omega_1 t}$ și în sistemul rotoric utilizat :

$$\underline{u}_s = \underline{U}_1 e^{-j\beta_0} \cdot e^{js\omega_1 t}, \quad (7)$$

unde s este alunecarea mașinii.

Din (6) rezultă :

$$\underline{\tilde{i}}_s = \frac{p\underline{U}_1 e^{-j\beta_0}}{(p - js\omega_1)\left[R_s + (p + j\omega) L_s \frac{1 + p\sigma_{12} T_r}{1 + pT_r}\right]}. \quad (8)$$

Stabilirea valorii momentane $\underline{i}_s$, conform ecuației (8), necesită un volum relativ mare de calcule. Fără a deforma însă prea mult rezultatele, se pot obține concluzii imediate dacă se neglijează rezistența rotorului (dacă se presupune înfășurarea rotorică supraconductoare). Introducerea acestei ipoteze de flux constant prin înfășurarea rotorică este admisibilă pentru primele momente ale perturbării regimului staționar și permite importante simplificări. În acest caz :

$$\underline{\tilde{i}}_s = \frac{p\underline{U}_1 e^{-j\beta_0}}{(p - js\omega_1)\,[R_s + (p + j\omega) L'_s]}, \quad (9)$$

unde s-a notat [7] : $\sigma_{12} L_s = L'_s$.

Se transpune, în continuare, ecuația (9) în sistemul de coordonate statoric.

Avem :

$$\underline{i}_{ss} = \underline{i}_s e^{j\beta} = \underline{i}_s e^{j\omega t} \cdot e^{j\beta_0},$$

(cel de-al doilea indice precizează aici sistemul de axe utilizat).

Potrivit teoremei translației [6] :

$$\underline{\tilde{i}}_{ss} = \frac{p}{p - j\omega} e^{j\beta_0} \underline{\tilde{i}}_s,$$

în care $\underline{\tilde{i}}_s$ este dat de (9) după înlocuirea lui p prin $p - j\omega$.

Rezultă :

$$\underline{\tilde{i}}_{ss} = \frac{p\underline{U}_1}{(p - j\omega_1)(R_s + pL'_s)}$$

și valoarea momentană :

$$\underline{i}_{ss} = \frac{\underline{U}_1 [e^{j\omega_1 t} - e^{-\frac{t}{T'_s}}]}{R_s + j\omega_1 L'_s}, \quad (10)$$

unde s-a notat : $T'_s = \frac{L'_s}{R_s} = \sigma_{12} \frac{L_s}{R_s} = \sigma_{12} T_s$,

T_s este constanta proprie de timp a înfășurării statorice, T'_s — constanta de timp a înfășurării statorice în prezența înfășurării roto-

rice presupusă supraconductoare şi în scurtcircuit.

Notînd cu $\omega_1 L'_s = X'_s$ reactanţa tranzitorie a maşinii, $R_s + jX'_s = Z'_s = Z'_s e^{j\varphi'_s}$ şi ţinînd cont că, în general $\underline{U}_1 = \underline{U}_1 e^{j\varphi_u}$, pentru curentul de fază A statorică se obţine:

$$i_A = \mathcal{R}e\,[\underline{i}_{ss}] =$$

$$= \frac{U_1\sqrt{2}}{Z'_s}\left[\cos(\omega_1 t + \varphi_u - \varphi'_s) - \cos(\varphi_u - \varphi'_s)\cdot e^{-\frac{t}{T'_s}}\right]. \quad (11)$$

Din cele de mai sus se desprind o serie de concluzii. Aşa cum este definit L'_s rezultă că reactanţa X'_s este de o valoare apropiată de reactanţa de scurtcircuit X_{1sc} a maşinii şi corespunzător Z'_s se apropie de Z_{1sc}. Ca urmare, la conectarea la tensiune nominală se stabilesc curenţi importanţi prin înfăşurările maşinii. Dacă se neglijează şi rezistenţa înfăşurării statorice $\left(T'_s = \infty, \varphi'_s = \frac{\pi}{2}\right)$, curentul pe faza A obţine valoarea maximă la $\varphi_u = \frac{\pi}{2}$, cînd $I_{\max\max} = 2\sqrt{2}\frac{U_{1n}}{X'_s}$. Ne putem aştepta, prin urmare, la curenţi de conectare de amplitudine maximă apropiată de dublul amplitudinii curentului nominal de scurtcircuit ($I_{\max\max} \cong 2\sqrt{2}\, I_{scn}$ sau ţinînd cont de valorile posibile ale curentului de scurtcircuit $I_{\max\max} = 2\sqrt{2}\ (5..8)\, I_n$). 2. Cum rezultă din (11), dacă se presupune circuitul rotoric supraconductor, curentul de conectare nu este funcţie de turaţia maşinii. În acest caz el ar scădea către valoarea finală $I = \frac{U_1}{Z'_s}$. Rezultatul se explică prin faptul că în ipoteza considerată, cîmpul magnetic nu pătrunde în rotor şi, deci, turaţia acestuia nu joacă nici un rol. În realitate, curentul $\underline{i}_{ss}$ este funcţie de turaţia maşinii şi scade cu o viteză condiţionată de parametrii ambelor înfăşurări şi, în final, obţine o valoare [2], [3] dependentă de turaţie.

2. Deconectarea maşinii de inducţie de la reţea

Considerarea procesului tranzitoriu de deconnectare a unei maşini de inducţie de la reţea este dificilă întrucît nu se pot aprecia suficient de precis parametrii arcului electric ce apar la contactele intreruptorului care realizează această operaţie. Pentru a evidenţia fenomenele de bază, se fac ipoteze simplificatoare.

Analiza se împarte în două etape: prima, corespunzătoare intervalului de timp $\Delta t = t_1$ pînă la dispariţia curentului prin înfăşurarea statorică şi cea de-a doua, cuprinzînd momentele ulterioare timpului t_1.

Se presupune, în prima etapă, că procesul evoluează foarte repede încît fluxul ce înlănţuie înfăşurarea rotorică rămîne, ca şi în cazul anterior, neschimbat şi că, de asemenea, poziţia rotorului nu se modifică. Se asociază indicele „0" mărimilor de la timpul $t = 0$ şi indicele „1" mărimilor de la t_1. Avem [2], [7] într-un sistem comun de axe:

$$\underline{\psi}_{r0} = L_r \underline{i}_{r0} + L_{sr}\underline{i}_{s0}, \quad \underline{\psi}_{r1} = L_r \underline{i}_{r1} \quad (12)$$

şi, de asemenea:

$$\underline{\psi}_{s0} = L_s \underline{i}_{s0} + L_{sr}\underline{i}_{r0}, \quad \underline{\psi}_{s1} = L_{sr}\underline{i}_{r1}.$$

Din condiţia $\underline{\psi}_{r0} = \underline{\psi}_{r1}$ rezultă:

$$\underline{i}_{r1} = \underline{i}_{r0} + \frac{L_{sr}}{L_r}\underline{i}_{s0}. \quad (13)$$

Fluxul ce înlănţuie înfăşurarea statorică se modifică în timpul $\Delta t = t_1$ cu valoarea $\Delta\underline{\psi}_s = \underline{\psi}_{s1} - \underline{\psi}_{s0}$ şi ţinînd cont de (12) şi (13), se obţine:

$$\Delta\underline{\psi}_s = -\left(L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r}\right)\underline{i}_{s0} = -L_s\,\sigma_{12}\cdot\underline{i}_{s0} = -L'_s\underline{i}_{s0}.$$

Această variaţie de flux provoacă o supratensiune în înfăşurarea statorică, cu atît mai importantă cu cît intervalul de timp Δt este mai mic. Observăm însă că timpul Δt nu poate fi apreciat exact, el fiind funcţie de mulţi parametri ca tipul întreruptorului, mărimea curentului anterior deconectării etc. Calculul valorii de vîrf a tensiunii induse se face cu dificultate şi ca urmare a necesităţii considerării pentru acest proces tranzitoriu, ce decurge foarte repede, a caracteristicii neliniare a arcului electric ce se stabileşte între contactele întreruptorului.

Din cele prezentate, rezultă că în intervalul Δt există posibilitatea stabilirii unor supratensiuni importante în înfăşurarea statorică, iar pentru a le limita la valori mici, este de dorit să se asigure un cuplaj magnetic cît mai strîns al înfăşurărilor (fluxuri de dispersie cît mai reduse).

Se consideră acum momentele ulterioare întreruperii curentului statoric. Din ecuaţia de tensiuni pentru circuitul rotoric (presupus legat în scurtcircuit), în sistemul de axe solidar cu rotorul:

$$0 = R_r\underline{i}_r + \frac{\mathrm{d}\underline{\psi}_r}{\mathrm{d}t},$$

observînd că $\underline{\psi}_r = L_r \underline{i}_r$ și admițînd pentru simplificare $L_r = \text{ct.}$, rezultă :

$$\underline{i}_r = \underline{K} e^{-\frac{t}{T_r}}. \tag{14}$$

Curenții prin înfășurările de fază rotorice devin aperiodici, scad simultan cu aceeași constantă de timp și determină în consecință un cîmp magnetic fix față de rotor.

La timpul $t = 0$, $\underline{i}_r = \underline{K} = \underline{i}_{r1}$ încît ținînd cont de (12) și (13), ecuația (14) ia forma :

$$\underline{i}_r = \left(\underline{i}_{r0} + \frac{L_{sr}}{L_r} \underline{i}_{r0} \right) e^{-\frac{t}{T_r}} = \frac{1}{L_r} \underline{\psi}_{r0} e^{-\frac{t}{T_r}}. \tag{15}$$

Fluxul principal prin înfășurarea statorică în sistemul de axe solidar cu rotorul (și aici indicele r evidențiază sistemul de axe considerat) devine :

$$\underline{\psi}_{sh r} = L_{sr} \underline{i}_r = \frac{L_{sr}}{L_r} \underline{\psi}_{r0} e^{-\frac{t}{T_r}}. \tag{16}$$

Pentru regimul sinusoidal anterior deconectării [7] avem însă :

$$\underline{\psi}_s = \underline{\psi}_1 e^{j\omega_1 t}, \; \underline{\psi}_r = \underline{\psi}_2 e^{j\omega_2 t}, \tag{17}$$

unde : $\underline{\psi}_1$, $\underline{\psi}_2$, fluxurile totale ale înfășurărilor statorică, respectiv rotorică, iar ω_2 pulsația în circuitul rotoric. Aici și în continuare, așa cum este uzual în literatură, indicii 1,2 sînt atașați mărimilor în complex simplificat (curenți, tensiuni, fluxuri etc.) statorice, respectiv rotorice.

La timpul $t = 0$, conform (17), se obține $\underline{\psi}_{r0} = \underline{\psi}_2$, încît se poate scrie :

$$\underline{\psi}_{sh r} = \frac{L_{sr}}{L_r} \underline{\psi}_2 e^{-\frac{t}{T_r}}.$$

În sistemul de axe statoric :

$$\underline{\psi}_{sh} = \underline{\psi}_{sh r} e^{j\beta} = \frac{L_{sr}}{L_r} \underline{\psi}_2 e^{-\frac{t}{T_r}} e^{j\beta_0} e^{j\omega t}$$

și, prin urmare, tensiunea la bornele înfășurării statorice, determinată de cîmpul învîrtitor solidar cu rotorul, devine :

$$\underline{u}_s = \frac{\mathrm{d}\underline{\psi}_s}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\underline{\psi}_{sh}}{\mathrm{d}t} = \frac{L_{sr}}{L_r} \underline{\psi}_2 e^{j\beta_0} \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) e^{-\frac{t}{T_r}} \cdot e^{j\omega t},$$

sau dacă se pune în evidență pulsația ω_1 :

$$\underline{u}_s = \underline{U}'_1 \left(1 - s + j \frac{R_r}{X_r} \right) e^{-\frac{t}{T_r}} \cdot e^{j\omega t}, \tag{18}$$

unde :

$$\underline{U}'_1 = j\omega_1 \frac{L_{sr}}{L_r} \underline{\psi}_2 e^{j\beta_0}, \tag{19}$$

iar $X_r = \omega_1 L_r$ este reactanța ciclică pe fază a înfășurării rotorice, la frecvența fundamentală, înfășurarea statorică fiind deschisă.

Se precizează apoi tensiunea $\underline{U}'_1$ din condițiile anterioare deconectării de la rețea. Pentru regimul sinusoidal [2], ecuația de tensiuni pentru circuitul statoric devine :

$$\underline{U}_1 = R_s \underline{I}_1 + j\omega_1 \underline{\psi}_1, \tag{20}$$

iar :

$$\underline{\psi}_1 = L_s \underline{I}_1 + L_{sr} \underline{I}_2 e^{j\beta_0}, \; \underline{\psi}_2 = L_r \underline{I}_2 + L_{rs} \underline{I}_1 e^{-j\beta_0}. \tag{21}$$

Eliminînd pe $\underline{\psi}_1$, $\underline{I}_2$ din (20) și (21), se obține :

$$\underline{U}_1 = \left[R_s + j\omega_1 \left(L_r - \frac{L_{sr}}{L_r} \right) \right] \underline{I}_1 + j\omega_1 \frac{L_{sr}}{L_r} \underline{\psi}_2 e^{j\beta_0} =$$

$$= (R_s + j\omega_1 L_s \sigma_{12}) \underline{I}_1 + \underline{U}'_1. \tag{22}$$

Schema echivalentă și diagrama fazorială corespunzătoare ecuației (22), sînt reprezentate în figura 2. Dacă este cunoscut regimul de func-

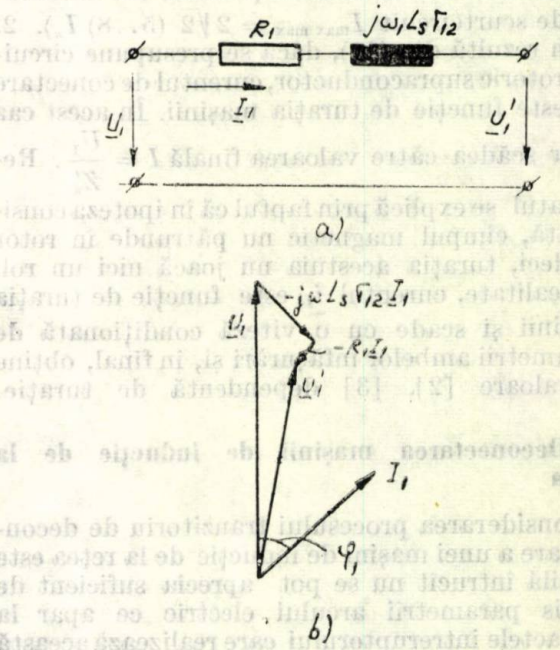


Fig. 2. Schema echivalentă și diagrama fazorială pentru curentul statoric cu evidențierea lui $\underline{U}'_1$.

ţionare a maşinii anterior deconectării, curentul $\underline{I}_1$ este precizat în mărime şi fază, iar în baza ecuaţiei (22) se obţine imediat tensiunea $\underline{U}'_1$.

Întrucît căderile de tensiune pe rezistenţa R_r şi pe reactanţa tranzitorie X'_1 sînt, pentru sarcini în jurul celei nominale, relativ reduse, U'_1 ia valori apropiate de U_1 (practic, $U'_1 = (0{,}85 \div 0{,}9)\, U_1$).

Notînd :

$$1 - s + j\frac{R_r}{X_r} = \underline{A} = A\, e^{j\varphi_A},$$

se obţine :

$$u_s = A\, \underline{U}'_1\, e^{j\varphi_A} \cdot e^{-\frac{t}{T_r}} \cdot e^{j\omega t}.$$

Valoarea efectivă a tensiunii la borne devine :

$$U_s = U'_1 \sqrt{(1-s)^2 + \left(\frac{R_r}{X_r}\right)^2} \cdot e^{-\frac{t}{T_r}} = A\, U'_1\, e^{-\frac{t}{T_r}}. \tag{23}$$

Se observă că, în cazul unor rezistenţe mari în rotor, A poate fi supraunitar încît ţinînd cont şi de valorile posibile ale lui U'_1 se pot stabili tensiuni importante la bornele maşinii, în primele momente după deconectarea de la reţea, peste valorile tensiunii de alimentare. Se evidenţiază astfel efectul nefavorabil al prezenţei rezistenţei R_r, deşi în această situaţie tensiunea U_s se amortizează mai repede (ca urmare a reducerii lui T_r).

Observăm, de asemenea, că valoarea constantei de timp T_r nu se păstrează neschimbată pentru un R_r dat. În primele momente după deconectare, cît timp solicitarea magnetică a maşinii este ridicată, inductivitatea L_r este mică şi T_r ia valori reduse. Corespunzător, viteza de scădere a lui U_s, conform (23), este mare. Cînd fluxul ce înlănţuie înfăşurările maşinii a scăzut astfel încît este descrisă porţiunea liniară a caracteristicii magnetice (maşina este nesaturată), inductivitatea L_r creşte ceea ce determină o creştere a lui T_r şi o reducere a vitezei de scădere a lui U_s.

Se reprezintă în complex simplificat tensiunea reţelei $\underline{U}_1$ şi tensiunea $\underline{U}'_1$ (fig. 3). Tensiunea u_s poate fi pusă sub forma :

$$\underline{u}_s = A\, \underline{U}'_1\, e^{-\frac{t}{T_r}} \cdot e^{js\omega_1 t} \cdot e^{j\omega_1 t},$$

încît la reprezentarea în acelaşi plan complex, se obţine :

$$\underline{U}_s = A\, \underline{U}'_1\, e^{-\frac{t}{T_r}} \cdot e^{-js\omega_1 t},$$

un fazor rotitor cu o viteză unghiulară egală cu pulsaţia de alunecare $s\omega_1$.

Presupunînd că alunecarea se păstrează, cea din momentul deconectării, se observă că la neglijarea amortizării, fazorul $\underline{U}_s$ descrie cercul (c). În realitate, locul vîrfului lui $\underline{U}_s$ este curba (Γ), încît în final tensiunea $\underline{U}_s$ se anulează

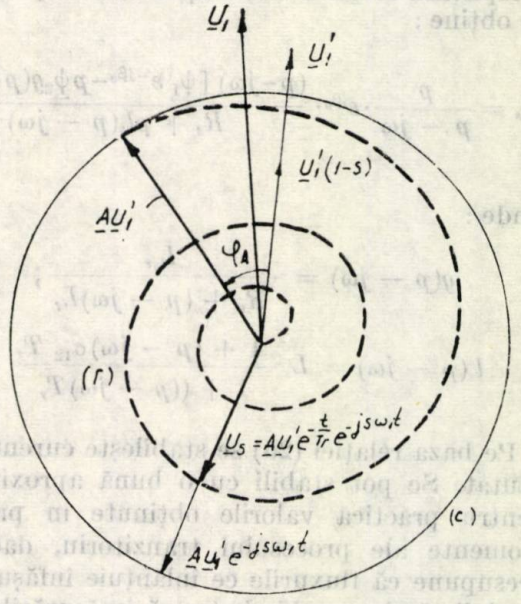


Fig. 3. Reprezentarea în complex a tensiunilor $\underline{U}_1$, $\underline{U}'_1$ şi $\underline{U}_s$.

De reţinut ca o concluzie de interes practic din analiza curbelor ridicate în figura 3 că dacă imediat după deconectare se procedează la o reanclanşare, tensiunea $\underline{U}_s$ de la bornele maşinii poate fi importantă şi dacă se prinde şi un moment apropiat de opoziţie de fază între $\underline{U}_s$ şi $\underline{U}_1$ (ceea ce este echivalent cu alimentarea maşinii cu o tensiune mult superioară reţelei), se stabilesc curenţi însemnaţi, nedoriţi, cu mult peste valorile nominale, ce solicită intens maşina şi reţeaua. Dacă se neglijează amortizarea lui U_s şi se consideră un moment de opoziţie între $\underline{U}_s$, $\underline{U}_1$, tensiunea de conectare devine aproximativ dublă faţă de tensiunea reţelei şi curentul maxim posibil atinge valori de ordinul a $2(20 \ldots 35)\, I_n$.

3. Scurtcircuitul unei maşini de inducţie

Se consideră maşina de inducţie conectată la reţea, încărcată cu o sarcină determinată şi se urmăreşte procesul tranzitoriu ce se stabileşte la scurtcircuitarea bruscă a bornelor de alimentare.

În acest caz în prima ecuaţie din (1) trebuie introdusă $\tilde{u}_s = 0$, iar $\tilde{\underline{\psi}}_s$ înlocuit prin (3).

Considerînd ca mai sus $\tilde{u}_r = 0$, se obţine :

$$\tilde{\underline{i}}_s = \frac{p[\underline{\psi}_s(0) - (p + j\omega)\, \underline{\psi}_r(0)\, g(p)]}{R_s + (p + j\omega)\, l_s(p)}. \tag{24}$$

În sistemul rotoric de axe $\underline{\psi}_s = \underline{\psi}_1 e^{-j\beta_0} \cdot e^{+js\omega_1 t}$; $\underline{\psi}_r = \underline{\psi}_2 e^{js\omega_1 t}$ și în consecință $\underline{\psi}_s(0)$, $\underline{\psi}_r(0)$ din (24) au valorile $\underline{\psi}_s(0) = \underline{\psi}_1 e^{-j\beta_0}$, $\underline{\psi}_r(0) = \underline{\psi}_2$.

Aplicînd teorema translației ca în capitolul 1, se obține :

$$\underline{\tilde{i}}_{ss} = \frac{p}{p - j\omega} \cdot e^{j\beta_0} \cdot \frac{(p - j\omega)\,[\underline{\psi}_1 e^{-j\beta_0} - p\underline{\psi}_2 g(p - j\omega)]}{R_s + p l_s(p - j\omega)} \tag{25}$$

unde :

$$g(p - j\omega) = \frac{L_{sr}}{R_r + (p - j\omega)L_r};$$

$$l_s(p - j\omega) = L_s \frac{1 + (p - j\omega)\sigma_{12}\, T_r}{1 + ((p - j\omega)T_r}.$$

Pe baza relației (25) se stabilește curentul i_{ss} căutat. Se pot stabili cu o bună aproximație pentru practică valorile obținute în primele momente ale procesului tranzitoriu, dacă se presupune că fluxurile ce înlănțuie înfășurările mașinii rămîn neschimbate (că înfășurările sînt circuite supraconductoare). Introducînd : $R_s = R_r = 0$ în (25), se obține :

$$\underline{\tilde{i}}_{ss} = \frac{\underline{\psi}_1}{L'_s} - \frac{1}{L'_s} \frac{p}{p - j\omega} \underline{\psi}_2 \frac{L_{sr}}{L_r} e^{j\beta_0}$$

și prin urmare valoarea momentană :

$$\underline{i}_{ss} = \frac{\underline{\psi}_1}{L'_s} - \frac{1}{L'_s} \cdot \underline{\psi}_2 \frac{L_{sr}}{L_r} \cdot e^{j\beta_0} \cdot e^{j\omega t}. \tag{26}$$

Ținînd cont de (21), avem :

$$\underline{\psi}_1 = L'_s \underline{I}_1 + \frac{L_{sr}}{L_r} \underline{\psi}_2 e^{j\beta_0}$$

și înlocuind în (26), rezultă :

$$\underline{i}_{ss} = \underline{I}_1 + \frac{1}{L'_s} \frac{L_{sr}}{L_r} \underline{\psi}_2 e^{j\beta_0} (1 - e^{j\omega t}) =$$

$$= \underline{I}_1 + \frac{1}{j\omega L'_s} (1 - e^{j\omega t}) \underline{U}'_1, \tag{27}$$

unde $\underline{U}'_1$ este dat de (19).

Notînd $\underline{U}'_1 = U'_1 e^{j\varphi'_u}$, pentru valoarea momentană a curentului fazei statorice A, se obține :

$$i_A = \mathcal{R}e\,[\underline{i}_{ss}] = i_A(0) - \frac{U'_1}{X'_s} \cos\left(\varphi'_u + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{U'_1}{X'_s} \cos\left(\omega t + \varphi'_u + \frac{\pi}{2}\right).$$

După cum se vede, curenții ce se stabilesc după scurtcircuit în înfășurarea statorică în ipotezele considerate, au componente neamortizate atît continue, cît și de pulsație ω.

Cum U'_1 are valori apropiate de U_1 și relația este asemănătoare cu (11), rezultă că ne putem aștepta la curenți de amplitudine maximă apropiată de dublul amplitudinii curentului nominal de scurtcircuit.

4. Concluzii

Metoda de rezolvare utilizată a permis stabilirea, cu evitarea unor calcule voluminoase, a unor expresii analitice pe baza cărora este posibilă aprecierea cantitativă a supratensiunilor și supracurenților ce însoțesc o serie de procese tranzitorii curente.

Avînd în vedere ipotezele de calcul introduse, relațiile obținute fără a descrie fenomenul tranzitoriu pe toată durata desfășurării lui, dau indicații corecte, utilizabile în practică, despre primele momente, cele mai importante ale acestuia.

Metoda prezentată poate fi aplicată și în studiul altor procese tranzitorii ce intervin în funcționarea mașinii de inducție.

Bibliografie

[1] *Bödefeld, Th., Sequenz, M.* Elektrische Maschinen. Wien, Springer Verlag 1962.

[2] *Cimpeanu, A.* Mașini și acționări electrice, vol. II. Reprografia Universității din Craiova, 1974.

[3] *Dordea, T.* Mașini electrice, București, Ed. didactică și pedagogică, 1970.

[4] *Gheorghiu, I. S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice, vol. III. București, Ed. Academiei R. S. R., 1961.

[5] *Kazovski, E. Ia.* Perehodnîie proțesî v elektriceskih mașinah peremenovo toka. Moscova Izd. Akademii S.S.S.R., Leningrad, 1962.

[6] *Kontorovici, M. I.* Calculul operațional și fenomenele tranzitorii în circuitele electrice. București, Ed. energetică de stat, 1955.

[7] *Kovács, K. P., Racz, I.* Perehodnîe proțesî v mașinah peremenovo toka. Moscova, CEI Leningrad 1963.

[8] *Müller, G.* Elektrische Maschinen. Berlin, VEB Verlag technik, 1974.

[9] *Nedelcu, V.* Regimurile de funcționare ale mașinilor de curent alternativ, București, Editura tehnică, 1968.

[10] *Nicolaide, A.* Mașini electrice, vol. I, Craiova, Ed. Scrisul românesc, 1975.

Intrat în redacție la 6. IV. 1977

CZ 621.319.53.014.332 :621.317.333.83

GENERATOR DE IMPULS
REGIM APERIODIC
ECUAȚIE DE SINTEZĂ

Sinteza generatorului de impuls de curent în regim critic aperiodic

PETRE ARABADJI * — BUCUREȘTI

Introducere

Regimul critic aperiodic de funcționare a unui generator de impuls de curent care să furnizeze impulsuri de forme și amplitudinile precizate în [1], face parte din exemplele nu rar întîlnite în tehnică, în care condiția matematică necesară apariției unui astfel de regim este destul de greu de admis, practic, și , în orice caz, atunci cînd se admite, se face în anumite limite de precizie a valorilor elementelor componente ale circuitului. Atunci se poate pune problema de ce este necesar studiul acestui regim. Răspunsul la această întrebare poate fi rezumat în următoarele aspecte :

a — pentru că există, așa s-a relevat într-o serie de lucrări [2—7], care se ocupă de analiza circuitului liniar respectiv, lucrarea de față propunîndu-și să ofere aparatul matematic de sinteză a sa;

b — pentru că reprezintă un regim de graniță între cel aperiodic și cel oscilant amortizat și o serie de aspecte care nu pot fi lămurite în cadrul studiului celor două regimuri importante, își găsesc deplina clarificare în tratarea acestui regim :

c — pentru că, dacă acest regim este destul de greu de conceput, practic, într-un circuit liniar, el va apare cu siguranță, într-un circuit neliniar, în care cel puțin unul din elementele generatorului are o valoare variabilă în funcție de curent.

Avînd în vedere aceste aspecte, lucrarea de față va trata sinteza generatorului de impuls de curent în regim critic aperiodic, ca un caz limită al sintezei generatorului, fie în regim aperiodic, fie în regim oscilant amortizat, atît în ceea ce privește ecuațiile de sinteză care au fost stabilite în [8], cît și sinteza propriu-zisă care furnizează gama valorilor elementelor circuitului și tensiunii de încărcare în funcție de toleranțele admise pentru forma și amplitudinea impulsului, ținînd cont de optimizarea stabilității răspunsului, probleme care au fost tratate în [9] și respectiv [10].

Astfel, lucrarea de față își propune, pe de o parte, să definitiveze tratarea unitară a sintezei generatorului de impuls de curent începută în [9] și [10] în condițiile unui circuit liniar, sau cu o sarcină neliniară, dar în ipoteza că la bornele ei tensiunea este constantă în timpul procesului tranzitoriu de evoluție a curentului, iar pe de altă parte să pregătească baza sintezei generatorului cu sarcină neliniară în care să fie luată în considerare caracteristica reală a elementului neliniar.

1. Stabilirea și comentarea ecuației de sinteză

Schema de principiu a generatorului fiind cea din figura 1, în care C reprezintă capacitatea electrică a circuitului, L—inductivitatea, R—rezistența liniară, $r(i)$—rezistența neliniară, pentru

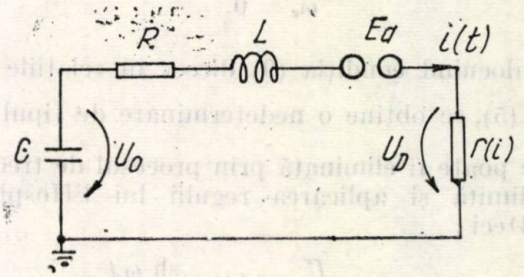


Fig. 1. Schema de principiu a generatorului de impuls de curent.

care se admite că tensiunea la bornele ei U_D este constantă pe intervalul de timp, E_a—eclatorul de amorsare, la stabilirea curentului se poate scrie ecuația :

$$U_0 - \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt = Ri + L\frac{di}{dt} + U_D, \qquad (1)$$

care pentru regimul aperiodic, așa cum s-a arătat în [9], are soluția :

$$i(t) = \frac{U}{\omega_e \cdot L} e^{-\delta \cdot t} sh\,\omega_e \cdot t, \qquad (2)$$

în care :

$$\delta = \frac{R}{2L}; \quad \omega_e^2 = \delta^2 - \omega_0^2; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC};$$

$$U = U_0 - U_D, \qquad (3)$$

cu condiția ca :

$$\delta > \omega_0, \qquad (4)$$

* Dr. ing. *P. Arabadji* este cercetător științific la Institutul de cercetare pentru industria electrotehnică — București

iar pentru regimul oscilant amortizat, conform [10], are soluția :,

$$i(t) = \frac{U}{\omega_e \cdot L} \cdot e^{-\delta \cdot t} \sin \omega_e \cdot t, \tag{5}$$

unde :

$$\delta = \frac{R}{2L}; \quad \omega_e^2 = \omega_0^2 - \delta^2; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC};$$

$$U = U_0 - U_D, \tag{6}$$

cu condiția ca :

$$\delta < \omega_0. \tag{7}$$

În ambele cazuri, dacă circuitul este pur liniar, rezultă că $r(i) = 0$ și, deci, $U_D = 0$.

Regimul critic aperiodic se stabilește în condițiile în care :

$$\delta = \omega_0, \tag{8}$$

care se mai poate scrie, conform notațiilor anterioare :

$$\omega_e = 0. \tag{9}$$

Înlocuind condiția (9) direct în relațiile (2) sau (5), se obține o nedeterminare de tipul $\frac{0}{0}$ care poate fi eliminată prin procesul de trecere la limită și aplicarea regulii lui l'Hospital. Deci :

$$\lim_{\omega_e \to 0} i(t) = \frac{U}{L} e^{-\delta \cdot t} \lim_{\omega_e \to 0} \frac{\operatorname{sh} \omega_e t}{\omega_e} =$$

$$= \frac{U}{L} e^{-\delta \cdot t} \lim_{\omega_e \to 0} \frac{t \cdot \operatorname{ch} \omega_e t}{1}.$$

Rezultă expresia curentului în regim critic aperiodic :

$$i(t) = \frac{U}{L} \cdot t \cdot e^{-\delta \cdot t}. \tag{10}$$

Același rezultat se obține și prin aplicarea limitei respective expresiei (5).

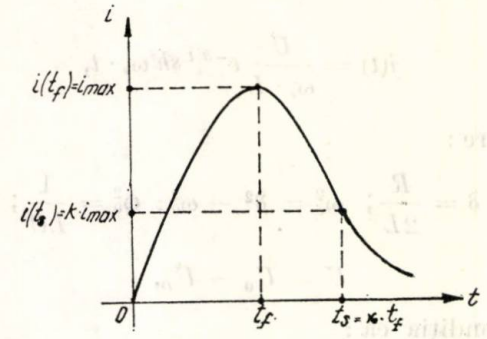


Fig. 2. Punctele determinative ale formei impulsului de curent.

Expresia curentului dată de relația (10) are o reprezentare grafică conformă figurii 2, care prezintă ca puncte importante ce definesc forma impulsului; timpul frontului t_f și valoarea maximă corespunzătoare a curentului și un al doilea punct dat de timpul $t_s = (\mathcal{R} \cdot t_f)$ pe spatele undei și valoarea curentului la acest timp $(k \cdot i_{max})$.

Pentru sinteza circuitului în regim aperiodic și oscilant amortizat, conform [9] și respectiv [10], s-au pus condițiile :

$$\begin{cases} \dfrac{di}{dt} = 0 \\ k \cdot i(t_f) = i(\mathcal{R} \cdot t_f), \end{cases} \tag{11}$$

din care au rezultat ecuațiile de sinteză respective, adică :

$$f(x) = (e^{2 \cdot \mathcal{R} \cdot x} - 1) \cdot e^{(1 - \mathcal{R}) \cdot (1 + \operatorname{cth} x) \cdot x} - k(e^{2x} - 1) = 0, \tag{12}$$

pentru regimul aperiodic, și :

$$f(x) = e^{(1 - \varkappa) \cdot x \cdot \operatorname{ctg} x} \cdot \sin(\varkappa \cdot x) - k \cdot \sin x = 0, \tag{13}$$

pentru regimul oscilant amortizat, în care :

$$x = \omega_e \cdot t_f, \tag{14}$$

pentru ambele cazuri.

După introducerea unei perechi de valori $(\varkappa, k)$, care definesc forma de undă și rezolvarea ecuației de sinteză, elementele circuitului și tensiunea de încărcare se calculează cu relațiile :

$$\begin{cases} L = \alpha \cdot R \cdot t_f \\ C = \beta \dfrac{t_f}{R} \\ U = \gamma \cdot R \cdot i_{max}, \end{cases} \tag{15}$$

în care :

$$\alpha = \frac{\operatorname{th} x}{2x}; \quad \beta = \frac{\operatorname{sh} 2x}{x}; \quad \gamma = \frac{e^{x \cdot \operatorname{cth} x}}{2 \operatorname{ch} x}, \tag{16}$$

pentru regimul aperiodic, și respectiv :

$$\alpha = \frac{\operatorname{tg} x}{2x}; \quad \beta = \frac{\sin 2x}{x}; \quad \gamma = \frac{e^{x \cdot \operatorname{ctg} x}}{2 \cos x}, \tag{17}$$

pentru regimul oscilant amortizat.

Încercarea de a obține ecuația de sinteză pentru regimul critic aperiodic prin înlocuirea lui $x = 0$ în relațiile (12) sau (13) duce la o nedeterminare, în sensul că rezultă $f(x) \equiv 0$.

De aceea, trebuie analizat în mod special sistemul (11), care determină ecuația de funcționare pentru regimul critic aperiodic.

Derivata expresiei curentului dat de relația (10) este :

$$\frac{di}{dt} = \frac{U}{L} e^{-\delta \cdot t}(1 - \delta \cdot t). \tag{18}$$

Din prima ecuație a sistemului (11) rezultă condiția :

$$\delta \cdot t_f = 1. \tag{19}$$

Din a doua ecuație se obține, după cîteva calcule elementare :

$$k \cdot e^{-\delta \cdot t_f} - \varkappa \cdot e^{-\varkappa \cdot \delta \cdot t_f} = 0.$$

Ținînd seama în expresia ultimă de relația (19), se obține ecuația de sinteză în regim critic aperiodic :

$$\varkappa \cdot e^{-\varkappa} - k \cdot e^{-1} = 0, \tag{20}$$

din care rezultă că, spre deosebire de celelalte două regimuri de funcționare posibile, în regim critic aperiodic corespondența dintre parametrii $\varkappa$ și k, care definesc forma undei, este astfel încît pentru un anumit k nu poate exista decît o singură soluție pentru $\varkappa < 1$ și una pentru $\varkappa > 1$, care se obțin prin rezolvarea ecuației (20).

Tabelul 1

k	$\varkappa$ (valori subunitare)	$\varkappa$ (valori supraunitare)
0,9	0,6083412847	1,531811608
0,8	0,4716719096	1,824388309
0,7	0,3744931340	2,097349210
0,6	0,2970834624	2,376421342
0,5	0,2319609529	2,67834699
0,4	0,1753565005	3,022313245
0,3	0,1250669829	3,439216483
0,2	0,0796781605	3,994308347
0,1	0,0382212417	4,889720170

În tabelul 1 au fost menționate cîteva valori corespondente (k, $\varkappa$), din care se pune în evidență forma normalizată a undei, așa cum va rezulta analitic în capitolul următor.

2. Sinteza circuitului

Pentru determinarea valorilor inductivității și capacității în funcție de R, care să asigure regimul critic aperiodic, se utilizează relațiile (15) ca și pentru celelalte două regimuri de funcționare, cu deosebirea că, în acest caz coeficienții α, β, γ nu mai sînt funcție de x, ci au valori constante, care se pot obține din relațiile (16) sau (17) prin trecere la limită :

$$\begin{cases} \alpha = \lim\limits_{x \to 0} \dfrac{\operatorname{th} x}{2x} = \dfrac{1}{2} \\ \beta = \lim\limits_{x \to 0} \dfrac{\operatorname{sh} 2x}{x} = 2 \\ \gamma = \lim\limits_{x \to 0} \dfrac{e^{x} \cdot \operatorname{cth} x}{2 \operatorname{ch} x} = \dfrac{e}{2} \end{cases} \tag{21}$$

În aceste condiții valorile elementelor circuitului devin :

$$\begin{cases} L = 0{,}5 \cdot R \cdot t \\ C = 2 \cdot \dfrac{t_f}{R} \\ U = 1{,}359140914 \cdot R \cdot i_{max}. \end{cases} \tag{22}$$

Este interesant de menționat că expresia curentului dată de (10), luînd în considerare relațiile (19) și (22), se poate scrie sub formă normalizată astfel :

$$i\left(\frac{t}{t_f}\right) = 2{,}7182 \cdot i_{max} \cdot \frac{t}{t_f} \cdot e^{-\frac{t}{t_f}}, \tag{23}$$

din care rezultă că t_f nu reprezintă decît un factor de scară pentru cele două axe de coordonate : timp, curent.

Revenind la ecuația de sinteză (20) în regim critic aperiodic, rezolvarea ei furnizează pentru un anumit k, limita inferioară a lui $\varkappa$, pentru care ecuația de sinteză (12) a regimului aperiodic prezintă soluții reale, și limita superioară a lui $\varkappa$, pentru care ecuația de sinteză (13) a regimului oscilant amortizat are soluții reale în primul cadran trigonometric, adică soluții utile generatorului de impuls de curent, așa cum s-a demonstrat în [10].

Astfel se poate explica de ce pentru $k = 0{,}5$ ecuația de sinteză avea o soluție reală pentru $\varkappa = 2{,}7$ și nu avea pentru $\varkappa = 2{,}6$, în cazul regimului aperiodic [9], iar ecuația de sinteză pentru regimul oscilant amortizat [10] avea soluție reală pentru $\varkappa = 2{,}6$ și nu avea pentru $\varkappa = 2{,}7$.

Din tabelul 1 se poate vedea că lui $k = 0{,}5$ îi corespunde valoarea $\varkappa = 2{,}67834699$, deci, între 2,6 și 2,7.

3. Aplicație numerică

Să presupunem că se dorește sinteza unui generator care să furnizeze impulsuri de curent în condițiile precizate în [1], avînd timpul frontului la 4 μs, durata semiamplitudinii pe

spatele undei de 10 μs, amplitudinea 100 kA și care să nu prezinte o amplitudine a polarității inverse mai mare de 20% din amplitudinea polarității principale.

Toleranțele admise, referitoare la forma undei, sînt :

— timpul frontului $t_f = (3{,}5 - - - 4{,}5)$ μs,
— durata semiamplitudinii $t_s = (9 - - - - - - 11)$ μs.

Se calculează :

$$\varkappa_{min} = \frac{9}{4{,}5} = 2,$$

$$\varkappa_{max} = \frac{11}{3{,}5} = 3{,}14.$$

Avînd în vedere că din ecuația (20) a rezultat, conform tabelului 1, că pentru $k = 0{,}5$ corespunde $\varkappa = 2{,}678$, rezultă că pentru un șir de valori discrete ale lui $\varkappa$, avînd pasul 0,1 pentru $\varkappa \in [2\,;\,2,\,6]$, coeficientul de sinteză x va fi determinat prin rezolvarea ecuației de sinteză (13), iar pentru $\varkappa \in [2{,}7\,;\,3{,}1]$ același coeficient va fi determinat prin rezolvarea ecuației de sinteză (12), valorile respective fiind prezentate în tabelul 2, unde a fost subliniată valoarea corespunzătoare regimului critic aperiodic și care reprezintă frontiera dintre cele două regimuri principale.

Din tabelul 2 se poate remarca, de asemenea, trecerea „continuă" a coeficienților α, β, γ, care prin relațiile (15) determină valorile elementelor circuitului care furnizează impulsul solicitat, de la regimul oscilant amortizat la cel aperiodic.

În tabelul 3, funcție de toleranțele admise pentru timpul frontului, a fost determinată întreaga gamă posibilă de valori ale inductivității și capacității care să asigure forma impulsului în toleranțe, valori calculate cu relațiile (15).

Tabelul 2

k	$\varkappa$	x	α	β	γ
0,5	2	1,1312	0,9398	0,6809	2,000
0,5	2,1	1,0118	0,7900	0,8887	1,7755
0,5	2,2	0,8937	0,6960	1,0928	1,6369
0,5	2,3	0,7737	0,6313	1,2921	1,5432
0,5	2,4	0,6473	0,5839	1,4863	1,4757
0,5	2,5	0,5063	0,5476	1,6753	1,4247
0,5	2,6	0,3285	0,5188	1,8592	1,3848
0,5	2,67834	0	0,5	2	1,359140914
0,5	2,7	0,1693	0,4953	2,0384	1,3527
0,5	2,8	0,3939	0,4756	2,2134	1,3263
0,5	2,9	0,5226	0,4589	2,3846	1,3041
0,5	3	0,6194	0,4445	2,5523	1,2852
0,5	3,1	0,6985	0,4319	2,7171	1,2688

Se observă „acoperirea" celor 3 regimuri : oscilant amortizat ; critic aperiodic și respectiv aperiodic.

Valorile corespunzătoare pentru $\varkappa = 2$ nu au fost luate în considerare, întrucît din valoarea lui x se deduce conform [10] că polaritatea inversă are o amplitudine mai mare de 20% din cea principală. De asemenea, în tabel au fost barate pozițiile necompatibile între t_f și $\varkappa$, în sensul că $(t_f \cdot \varkappa) > 11 \cdot 10^{-6}$, care reprezintă valoarea limită superioară a duretei semiamplitudinii.

Se poate remarca domeniul larg de valori, în special pentru capacitatea circuitului, care reprezintă elementul mai dificil de „ajustat" la necesități, fapt ce face posibilă alegerea unei valori convenabile în sensul disponibilității practice.

Se observă, de asemenea, cum regimul critic aperiodic reprezentat de $\varkappa = 2{,}67834$ se „integrează" în șirul valorilor L și respectiv C dat de regimul aperiodic și oscilant amortizat.

Din punct de vedere energetic este convenabil să se aleagă valori corespunzătoare unui

Tabelul 3

	$k = 0{,}5$																							
	$\varkappa = 2{,}1$		$\varkappa = 2{,}2$		$\varkappa = 2{,}3$		$\varkappa = 2{,}4$		$\varkappa = 2{,}5$		$\varkappa = 2{,}6$		$\varkappa = 2{,}67834$		$\varkappa = 2{,}7$		$\varkappa = 2{,}8$		$\varkappa = 2{,}9$		$\varkappa = 3{,}0$		$\varkappa = 3{,}1$	
t_f, μs	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF	L, μH	C, μF
3,5	2,76	3,11	2,44	3,82	2,21	4,52	2,04	5,2	1,9	5,9	1,8	6,5	1,75	7,0	1,73	7,13	1,66	7,75	1,61	8,34	1,55	8,93	1,51	9,5
3,7	2,92	3,29	2,57	4,04	2,33	4,78	2,16	5,5	2,0	6,2	1,9	6,9	1,85	7,4	1,83	7,53	1,76	8,19	1,7	8,82	—	—	—	—
3,9	3,08	3,46	2,71	4,26	2,46	5,04	2,28	5,8	2,1	6,5	2,0	7,3	1,95	7,8	1,93	7,95	1,85	8,63	—	—	—	—	—	—
4,1	3,24	3,64	2,85	4,48	2,59	5,3	2,4	6,1	2,24	6,9	2,13	7,6	2,05	8,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4,3	3,4	3,82	3,0	4,7	2,71	5,57	2,51	6,4	2,35	7,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
4,5	3,55	4,0	3,13	4,92	2,84	5,81	2,62	6,7	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

$\varkappa$ cît mai mare posibil pentru că, în acest caz, tensiunea de încărcare necesară este mai mică, fapt ce rezultă din analiza valorilor coeficientului γ din tabelul 2.

Pentru exemplificare, în figura 3 este reprezentată oscilograma unui impuls de curent în

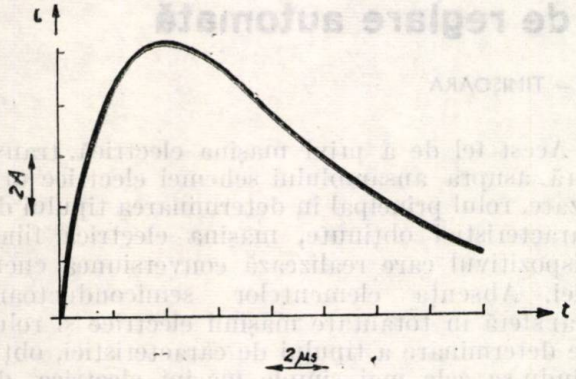


Fig. 3. Oscilograma impulsului furnizat de un generator cu $R = 1\Omega$; $L = 2$ μH; $C = 8{,}2$ μF; $U = 14$ V.

regim critic aperiodic, putîndu-se remarca valabilitatea metodicii expuse, o comparație între valorile experimentale și cele deduse din tabelul 1 relevînd apropierea valorilor.

3. Concluzii

1. Regimul critic aperiodic de funcționare a unui generator de impuls de curent, mai puțin important din punct de vedere practic, datorită condiției matematice severe, oferă în schimb, din punct de vedere teoretic ,mijloacele de explicare a trecerii de la regimul oscilant amortizat la cel aperiodic.

2. Ecuația de sinteză (20) în regim critic aperiodic furnizează, pentru un anumit coeficient de formă a impulsului, k, limita superioară a lui $\varkappa$ pînă la care ecuația de sinteză în regim oscilant amortizat (13) mai prezintă o soluție reală în primul cadran trigonometric, respectiv limita inferioară a lui $\varkappa$ pentru care ecuația similară (12) corespunzătoare regimului aperiodic mai are soluție reală.

3. Sinteza circuitului în regim critic aperiodic se face foarte simplu cu relațiile (22), în care rezultă inductivitatea, capacitatea și tensiunea de încărcare a circuitului, funcție de rezistența de sarcină și parametrii impulsului solicitat.

4. Această lucrare definitivează sinteza generatorului de impuls de curent cu elemente liniare, prezentînd împreună cu [9] și [10] un sistem unitar de sinteză, care permite o optimizare a construcției generatorului, fie din punct de vedere energetic, și, deci, al prețului de cost, fie din punctul de vedere al disponibilităților practice de realizare.

5. Acest sistem unitar de sinteză a generatorului în cele 3 regimuri de funcționare constituie, în același timp, o fază preliminară necesară a sintezei generatorului cu sarcină neliniară ca cea reprezentantă de descărcătoarele cu rezistență variabilă, subiect ce va fi abordat într-o lucrare viitoare.

Bibliografie

[1] *** International Electrotechnical Commission — Publication 99—1/1970 Lightning Arresters.

[2] *Hortopan, G.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune. București, Ed. tehnică, 1965.

[3] *Skilling, H.* Electrical engineering circuits. New-York, John Wiley § Sons. Inc.

[4] *Guillemin, E.* Theory of linear physical systems. New-York, John Wiley & Sons, Inc.

[5] *Scott, R.* Linear Circuits. Time-domain analysis. Mc McGraw Hill, 1970.

[6] *Cassel, B.* Linear electric circuits. John Wiley, 1964.

[7] *Hayt, S.* Engineering Circuit analysis. Mc. Graw Hill, 1962.

[8] *Arabadji, P.* Contribuții la studiul generatorului de impuls de curent de mare amplitudine În : Electrotehnica **20**, nr. 6, 1972.

[9] *Arabadji, P.* Sinteza generatorului de impuls de curent în regim aperiodic. În : Electrotehnica **24**, nr. 11, 1975.

[10] *Arabadji, P.* Sinteza generatorului de impuls de curent în regim oscilant amortizat. În : Electrotehnica, **25**, nr. 3, 1977.

Intrat în recacție la 25. XI. 1976

CZ 621.3.07 :621.317

CONVERSIUNE ELECTROMECANICĂ
DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE
ACȚIONARE CU TURAȚIE REGLABILĂ

Considerații noi privind analiza caracteristicilor mașinilor electrice înglobate într-o schemă de reglare automată

ATANASIU GHEORGHE * — TIMIȘOARA

1. Considerații teoretice

Analiza regimurilor de funcționare statice și dinamice ale mașinilor electrice, care reprezintă sisteme de conversiune electromecanică a energiei, poate fi abordată pe baza teoriei generale a conversiunii energiei. O astfel de tratare, avînd la bază principiul lui Hamilton și ecuațiile Euler-Lagrange derivate din acesta, ne permite deducerea ecuațiilor de mișcare ale sistemului studiat [1]. În ultimii ani, literatura tehnică înregistrează un număr mereu crescînd de studii și tratate, care prezintă mașinile electrice prin această metodă.

Un prim element pe care îl reținem este *introducerea și utilizarea tot mai extinsă a noțiunii de mașină electrică generalizată*, analizată prin utilizarea ecuațiilor Euler-Lagrange și a funcțiilor de stare lagrangiene.

Un al doilea element nou, specific acționărilor moderne, îl constituie *completarea mașinilor electrice cu dispozitive semiconductoare* (redresoare, invertoare sau cicloinvertoare).

Atît studiul teoretic, pe baza mașinii electrice generalizate, prin introducerea unor particularități specifice, cît și realizările practice, prin utilizarea unor scheme electrice convenabile, permit obținerea unor *performanțe diferite pentru aceeași mașină electrică*. Se utilizează astfel în literatură denumirile de „caracteristici de tipul mașinilor sincrone, asincrone sau de curent continuu", referitoare la alura caracteristicilor mecanice. Se ridică acum întrebarea: cărei categorii de mașini electrice îi aparține elementul de acționare?

În această privință nu există actualmente un consens unanim. De exemplu, unii autori definesc, pentru o schemă, dată, mașina ca fiind o mașină electrică de curent continuu, iar alții clasează aceeași mașină în categoria mașinilor electrice sincrone.

În fond *mașina electrică reprezintă ansamblul tehnic care realizează conversiunea electromecanică a energiei într-o schemă electrică care printr-un dispozitiv logic adecvat, permite obținerea unor „caracteristici de tip sincron, cvasisincron sau asincron"*.

Acest fel de a privi mașina electrică, transferă asupra ansamblului schemei electrice utilizate, rolul principal în determinarea tipului de caracteristici obținute, mașina electrică fiind dispozitivul care realizează conversiunea energiei. Absența elementelor semiconductoare transferă în totalitate mașinii electrice și rolul de determinare a tipului de caracteristici, obținîndu-se cele mai simple mașini electrice, de tipul clasic.

S-a utilizat anterior denumirea de „caracteristică cvasisincronă" în locul celei tradiționale de caracteristică de curent continuu. În cadrul schemelor cu dispozitive semiconductoare, această nouă denumire este în deplină concordanță cu desfășurarea procesului fizic.

Considerațiile anterioare se pot ilustra pe baza *„matricei primare a conversiunii electromecanice"* (fig. 1). Matricea este compusă din patru elemente: mașina electrică M, invertorul comandat *Inv.*, traductorul de poziție *TP*, dispozitivul logic *DL*.

Mașina electrică are o înfășurare cu m secții (faze) în stator și n secții (faze) în rotor. Rotorul este prevăzut cu n inele colectoare, alimentat de la o sursă de tensiune cu pulsația ω_r.

Traductorul de poziție, cuplat rigid cu axul mașinii electrice, este o sursă de impulsuri electrice, cu pulsația de repetiție $\omega_T = p \cdot \Omega \cdot k = \omega_m \cdot k$.

Dispozitivul logic permite modificarea dorită a pulsației de comandă ω_s, a elementelor semiconductoare ale invertorului, de exemplu conform relației:

$$\omega_s = \omega_{cd} \pm \omega_T. \tag{1}$$

Statorul mașinii electrice este alimentat la o tensiune cu pulsația ω_s.

Condiția obținerii unui cuplu mediu diferit de zero, este dată de relația [2]:

$$\omega_r = \pm \omega_s \pm \omega_m. \tag{2}$$

Pe baza schemei matrice se pot obține, prin particularizări, toate cele trei tipuri de caracteristici mecanice.

Caracteristica de tip sincron. Pentru acest caz considerăm:

$$\omega_T = 0, \quad \omega_r = 0, \tag{3}$$

* Dr. ing. *Atanasiu Gheorghe* este conferențiar la Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara, Facultatea de electrotehnică.

obținînd din relația (2) egalitatea :

$$\pm \omega_m = \mp \omega_{cd}. \tag{4}$$

Caracteristica de tip cvasisincron. Se impun următoarele condiții :

$$\omega_r = 0, \omega_{cd} = 0. \tag{5}$$

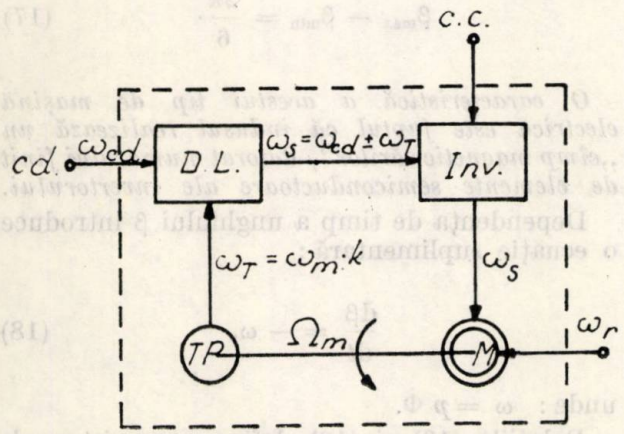


Fig. 1. Matricea primară a conversiunii electromecanice.

Relația (2) devine :

$$\pm \omega_m = \mp \omega_T \ (k = \pm 1). \tag{6}$$

Relația (6) definește o mașină electrică cu colector fix în stator și un sistem de perii care se rotesc pe acest colector cu viteza unghiulară $\Omega_T = \Omega_m$, rotorul fiind alimentat în curent continuu.

Caracteristica de tip asincron. Pentru obținerea acestei caracteristici considerăm :

$$\omega_s = \omega_{cd} \pm \omega_T, \tag{7}$$

$$\omega_r \neq 0. \tag{8}$$

Relația (2) devine :

$$\pm \omega_m = \frac{1}{(1 \pm k)} (\omega_r \mp \omega_{cd}). \tag{9}$$

Se obține o „mașină asincronă dublu alimentată". Notînd :

$$\omega_{cd} = s \cdot \omega_r, \tag{10}$$

relația (9) devine :

$$\pm \omega_m = \frac{1}{(1 \pm k)} \omega_r (1 \mp s). \tag{11}$$

Pornirea acestei mașini nu se poate realiza decît cu o frecvență de comandă variabilă. Pentru pornire ($\omega_m = 0$), se impune condiția $\omega_{cd} = \omega_r$, adică $s = 1$. Mașina poate atinge turația sincronă $\frac{1}{1 \pm k} \omega_r$, pentru $\omega_{cd} = 0$, adică $s = 0$.

2. Exemplificare

Considerațiile anterioare se vor exemplifica prin analiza performanțelor unei mașini electrice încadrată într-o schemă matrice.

a. Prima etapă : fixarea elementelor schemei matrice

Se admite următoarea structură pentru cele patru elemente ale matricei :

— mașina electrică are un stator cu o înfășurare m—fazată și un rotor excitat în curent continuu sau cu magnet permanent ;

— traductorul de poziție este un generator de impulsuri repetate, proporționale cu turația arborelui mașinii ;

— dispozitivul logic este un amplificator de impulsuri ;

— invertorul de putere m—fazat, alimentează înfășurarea statorului mașinii cu o frecvență dependentă de turația arborelui.

În aceste condiții se îndeplinesc următoarele relații :

$$\omega_r = 0, \omega_T = \omega_m, \omega_{cd} = 0, \omega_s = \omega_m. \tag{12}$$

b. A doua etapă : determinarea structurii mașinii electrice generale echivalente

Relațiile (12) definesc o proprietate esențială a mașinii electrice — în condițiile schemei matrice particulare analizată, și anume păstrarea constantă a valorii unghiului dintre solenațiile magnetice ale indusului (θ_a) și ale excitației (θ_e), valoare determinată de comanda elementelor invertorului.

Mașina electrică generalizată echivalentă, reprezentată în figura 2, se poate defini prin utilizarea a trei sisteme de referință, la care se raportează mărimile electrice, și anume :

— sistemul de referință dq, avînd axele fixe față de rotor — d^r, q^r — care situează înfășurarea longitudinală de excitație (u_d^r, i_d^r), parcursă de un curent continuu ;

— sistemul de referință $\alpha\ \beta$, avînd axele fixe față de stator — α^s, β^s — care situează două înfășurări statorice în cvadratură, parcurse de curenți alternativi (u_α^s, i_α^s și u_β^s, i_β^s) ;

— sistemul de referință $\gamma\ \delta$, avînd axele rotitoare față de stator și fixe față de rotor — γ^s, δ^s — care situează două înfășurări statorice în cvadratură parcurse de un sistem de curenți constanți (u_γ^s, i_γ^s și u_δ^s, i_δ^s).

c. A treia etapă : stabilirea ecuațiilor care definesc caracteristicile mașinii electrice

Pentru a obține ecuațiile mașinii analizate, vom utiliza ecuațiile mașinii generalizate în sistemul α^S, β^S, d^r, q^r printr-o schimbare de variabile statorice.

Ecuaţiile tensiunilor şi cuplurilor obţin forma matriceală redată în relaţia (13).

$$\left|\frac{u^{s,r}_{\alpha\beta,dq}}{\mathcal{M}}\right| = \left|\frac{\mathcal{R}^{s,r}_{\alpha\beta,dq}\cdot i^{s,r}_{\alpha\beta,dq} + p^*(\mathcal{L}^{s,r}_{\alpha\beta,dq}\cdot i^{s,r}_{\alpha\beta,dq})}{\mathcal{J}\ddot{\Phi} + k_v\dot{\Phi} - \frac{1}{2}(i^{s,r}_{\alpha\beta,dq})_t\cdot\frac{\partial\mathcal{L}^{s,r}_{\alpha\beta,dq}}{\partial\Phi}\cdot i^{s,r}_{\alpha\beta,dq}}\right|, \quad (13)$$

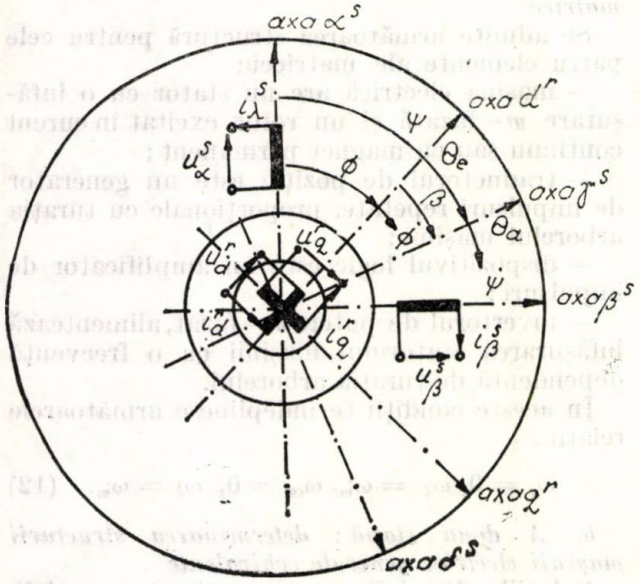


Fig. 2. Maşina electrică generalizată echivalentă unei maşini electrice cu comutaţie statică.

unde : $R^{s,r}_{\alpha\beta,dq}$, $\mathcal{L}^{s,r}_{\alpha\beta,dq}$, $u^{s,r}_{\alpha\beta,dq}$ şi $i^{s,r}_{\alpha\beta,dq}$, sînt matricele de rezistenţă, inductivitate, tensiune şi curent[1]; $\mathcal{J}$ este momentul de inerţie al ansamblului rotor-utilajul acţionat, iar k_v — coeficientul de frecare vîscoasă.

Matricea de transformare a sistemului α^s, β^s, d^r, q^r în sistemul γ^s, δ^s, d^r, q^r este:

$$A^{s,r}_{\gamma\delta,dq} = \begin{vmatrix} |a^s_{\gamma\delta}| & 0 \\ 0 & |u| \end{vmatrix}; \quad (14)$$

unde :

$$|a^s_{\gamma\delta}| = \begin{vmatrix} \cos p\psi & -\sin p\psi \\ \sin p\psi & \cos p\psi \end{vmatrix}, \quad (15)$$

$|u|$ fiind matricea unitate.

Ecuaţiile tensiunilor şi cuplurilor în sistemul γ^s, δ^s, d^r, q^r obţin forma următoare :

$$\left|\frac{u^{s,r}_{\gamma\delta,dq}}{\mathcal{M}}\right| = \left|\frac{(\mathcal{R}^{s,r}_{\gamma\delta,dq} + \mathcal{L}^{s,r}_{\gamma\delta,dq}\,p^* + \dot{\psi}\,\mathcal{G}^{s,r}_{\gamma\delta,dq})\cdot i^{s,r}_{\gamma\delta,dq}}{\mathcal{J}\ddot{\Phi} + k_v\dot{\Phi} - \frac{1}{2}(i^{s,r}_{\gamma\delta,dq})_t\,\frac{\partial\mathcal{L}^{s,r}_{\gamma\delta,dq}}{\partial\Phi}\cdot i^{s,r}_{\gamma\delta,dq}}\right|. \quad (16)$$

[1]) Indicele t indică matricea transpusă, iar p^* este operatorul d/dt.

Matricele parametrilor, redate în anexă, sînt funcţii de unghiul $\beta = \psi - \Phi$, unghiul dintre axele magnetice ale solenaţiilor statorice şi rotorice. Acest unghi este o funcţie de timp, depinzînd de structura invertorului. Pentru un invertor hexafazat, unghiul variază între o valoare maximă β_{max} şi una minimă β_{min}, astfel că :

$$\beta_{max} - \beta_{min} = \frac{2\pi}{6}. \quad (17)$$

O caracteristică a acestui tip de maşină electrică este faptul că indusul realizează un „cîmp magnetic săritor", datorat numărului finit de elemente semiconductoare ale invertorului.

Dependenţa de timp a unghiului β introduce o ecuaţie suplimentară :

$$\frac{d\beta}{dt} = -\omega, \quad (18)$$

unde : $\omega = p\,\dot{\Phi}$.

Relaţiile (16) şi (18) definesc un sistem de şase ecuaţii diferenţiale neliniare. Rezolvarea acestui sistem necesită, în primul rînd, fixarea condiţiilor specifice schemei matricei utilizate şi cunoaşterea valorilor parametrilor maşinii.

d. A patra etapă : particularizarea caracteristicilor schemei şi rezolvarea sistemului de ecuaţii

Pentru cazul considerat avem :

$$u^S_\gamma \neq 0\,;\; u^S_\delta = 0\,;\; u^r_d \neq 0\,;\; u^r_q = 0,$$

$$i^S_\gamma \neq 0\,;\; i^S_\delta = 0\,;\; i^r_d \neq 0\,;\; i^r_q = 0. \quad (19)$$

Sistemul de ecuaţii diferenţiale se reduce la un număr de patru ecuaţii : ecuaţia tensiunilor indusului, ecuaţia tensiunilor inductorului, ecuaţia momentelor şi ecuaţia care defineşte variaţia unghiului β.

d.1. Regimul staţionar. Ecuaţiile diferenţiale ce definesc acest regim sînt :

$$U^S_\gamma = R^S_\gamma I^S_\gamma + \frac{L^{Sd} - L^S_q}{2}\cdot\sin 2p\,\beta\cdot I^S_\gamma + \omega L^{sr}_d\cdot\sin p\beta\cdot I^r_d,$$

$$U^r_d = R^r_d I^r_d, \quad (20)$$

$$\mathcal{M}_{e,\,med}\atop{\beta=const} = p\,\frac{L^s_d - L^s_q}{2}\sin 2p\,\beta\cdot(I^S_\gamma)^2 + pL^{sr}_d\cdot\sin p\beta\, I^s_\gamma\cdot I^s_d.$$

Pentru un număr finit de elemente semiconductoare ale invertorului, unghiul β nu este constant.

Notînd :

$$\beta_0 = \beta_{max} - \beta_{min}, \tag{21}$$

$$\mathcal{M}_{\substack{e,\,med \\ \beta \neq const}} = \frac{1}{\beta_0} \cdot \int_{\beta_{max}}^{\beta_{min}} \mathcal{M}_{\substack{e,\,med \\ \beta = const \\ \beta_{max}}}^{\beta_{min}} \cdot d\beta, \tag{22}$$

se obţine expresia pentru valoarea medie a cuplului electromagnetic :

$$\mathcal{M}_{\substack{e,\,med \\ \beta = const.}} = p \frac{L_d^s - L^s}{2} (I_\gamma^s)^2 \cdot f_{so1}(\beta_{max}, \beta_{min}) +$$

$$+ pL_d^{s,r} \cdot I_\gamma^s I_d^r \cdot f_{si}(\beta_{max}, \beta_{min}), \tag{23}$$

unde f_{so1} şi f_{si} sînt funcţii de β_{max} şi β_{min} date în anexă.

Maşina analizată dezvoltă un cuplu momentan pulsatoriu care depinde de numărul de faze ale invertorului şi de unghiul dintre solenaţia indusului şi cea a inductorului. Pentru un invertor hexafazat şi o maşină cu poli plini ($L_d = L_q$), se obţine o variaţie minimă de 4,5 % în cazul unui unghi $\beta_{med} = 90°$.

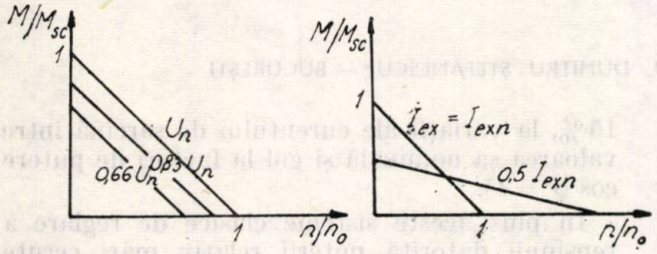


Fig. 3. Caracteristicile mecanice ale m. e. c. s. în regimul staţionar :
a — reglarea turaţiei prin tensiunea indusului ;
b — reglarea turaţiei prin curentul de excitaţie.

Caracteristicile mecanice ale maşinii, în regimul staţionar, au alura caracteristicilor cvasisincrone, ale unei maşini de curent continuu clasice, cu reglarea turaţiei prin tensiunea indusului (fig. 3a), sau prin curentul de excitaţie (fig. 3b).

d.2. Regimul dinamic. Analiza performanţelor maşinii în regimul dinamic impune utilizarea unui calculator analogic sau numeric [3].

Rezultatele obţinute, pe baza unui model de maşină de $P_n = 13$ kW, $n_n = 3\,000$ rot/min., $U_n = 380$ V, permit evidenţierea următoarelor aspecte ale comportării dinamice :

1. Absenţa fenomenului de pendulare şi durată scurtă a regimului tranzitoriu ($T < 0{,}5$ s).

2. Posibilităţi largi şi simple de reglare a turaţiei, analoge cu acelea ale maşinilor de curent continuu.

3. Reglarea turaţiei prin modificarea instantanee a tensiunii statorice sau rotorice conduce la variaţii pronunţate ale curentului de sarcină, dar şi, în acest caz, lipsite de fenomenul pendulării.

3. Concluzii

Scopul acestui articol este de a pune în discuţie caracterul pe care îl primesc maşinile electrice în schemele complexe de acţionare cu turaţie reglabilă, utilizînd dispozitive cu semiconductoare comandate. Punctul de vedere prezentat are menirea de a ridica ambiguitatea unor denumiri utilizate în literatură, precum şi de a releva posibilităţile practice pe care le oferă schema matricei primare a conversiunii electromecanice.

Anexă

— Matricea rezistenţelor :

$$R_{\gamma\delta,dq}^{s,r} = \begin{vmatrix} R_\gamma^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_d^r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

— Matricea inductivităţilor :

$$\mathcal{L}_{\gamma\delta,dq}^{s,r} = \begin{vmatrix} L_1^s + L_2^s \cos 2p(\Phi - \psi) & L_2^s \sin 2p(\Phi - \psi) & L_d^{sr} \cos p(\Phi - \psi) & -L_q^{sr} \sin p(\Phi - \psi) \\ L_2^s \sin 2p(\Phi - \psi) & L_1^s \cos 2p(\Phi - \psi) & L_d^{sr} \sin p(\Phi - \psi) & L_q^{sr} \cos p(\Phi - \psi) \\ L_d^{sr} \cos p(\Phi - \psi) & L_d^{sr} \sin p(\Phi - \psi) & L_d^r & 0 \\ -L_q^{sr} \sin p(\Phi - \psi) & L_q^{sr} \cos p(\Phi - \psi) & 0 & L_q^r \end{vmatrix}.$$

— Matricea inductivităţilor „de rotaţie" :

$$\mathcal{G}_{\gamma\delta,dq}^{s,r} = \begin{vmatrix} -pL_2^s \sin 2p(\Phi - \psi) & -pL_1^s + pL_2^s \cos 2p(\Phi - \psi) & -pL_d^{sr} \sin p(\Phi - \psi) & -pL_q^{sr} \cos p(\Phi - \psi) \\ pL_1^s + pL_2^s \cos 2p(\Phi - \psi) + pL_2^s \sin 2p(\Phi - \psi) & & pL_d^{sr} \cos p(\Phi - \psi) & -pL_q^{sr} \sin p(\Phi - \psi) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

unde:

$$L_1^s + L_2^s = L_d^s,$$

$$L_1^s - L_2^s = L_q^s,$$

$$L_1^s = \left(\frac{W^s}{2}\right)^2 \left(\frac{1}{R_{md}^s} + \frac{1}{R_{mq}^s}\right),$$

$$L_2^s = \left(\frac{W^s}{2}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{R_{md}^s} - \frac{1}{R_{mq}^s}\right),$$

$$f_{so1} = \frac{\sin p(\beta_{max} - \beta_{min}) \cdot \sin p(\beta_{max} + \beta_{min})}{p(\beta_{max} - \beta_{min})},$$

$$f_{si} = \frac{\sin p \dfrac{\beta_{max} - \beta_{min}}{2} \cdot \sin p \dfrac{\beta_{max} + \beta_{min}}{2}}{p \dfrac{\beta_{max} - \beta_{min}}{2}}.$$

Bibliografie

[1] *Atanasiu, G.* Maşini electrice speciale, vol. 1. Litografia I. P. — Timişoara, 1976.

[2] *White, D. C., Woodson, A. N.* Electromechanical energy conversion. New York, John Wiley & Sons, Inc., 1959.

[3] *Atanasiu, G., Dragomir, El., Dragomir, T.* Comportarea maşinii electrice cu mutator autocomandat în regimuri tranzitorii. În: Bul. ştiinţific şi tehnic al I. P. — Timişoara, tom 19 (33), fasc. 1, 1974.

Intrat în redacţie la 16. IX. 1976

CZ 621.313.2-8

GENERATOARE DE IMPULS
REGIM STAŢIONAR
ECUAŢIE DE SINTEZĂ

Noua serie de generatoare sincrone fără inele şi perii, tip IMEB

VASILE CREŢA, RĂZVAN MĂGUREANU, DUMITRU ŞTEFĂNESCU * — BUCUREŞTI

Introducere

Utilizarea generatoarelor sincrone în grupuri electrogene de intervenţie, grupuri convertizoare pentru centrele de calcul, grupuri convertizoare pentru bancurile de probe sau în diverse alte aplicaţii impun condiţii din ce în ce mai severe privind fiabilitatea şi întreţinerea acestor unităţi, precum şi menţinerea constantă a tensiunii la borne la variaţia în limite largi a curentului de sarcină şi a factorului de putere.

Pînă în prezent, la noi în ţară, majoritatea generatoarelor sincrone de mică şi medie putere au fost executate într-o construcţie clasică cu inele şi perii, fiind prevăzute cu un sistem static de autoexcitaţie şi de autoreglare a tensiunii prin intermediul unor transformatoare de tensiune şi de curent. Pe lîngă dezavantajele legate de prezenţa contactelor alunecătoare sistemele uzuale de reglare a curentului de excitaţie asigurau o stabilizare relativ modestă a tensiunii la bornele generatorului (în limitele a 4—5% pentru variaţii ale curentului de sarcină între gol şi valoarea sa nominală, la factori de putere cuprinşi între 0,7 şi 0,9, ajungînd însă la variaţii ale tensiunii de ieşire de 15%, la variaţii ale curentului de sarcină între valoarea sa nominală şi gol la factori de putere $\cos \varphi = 1$).

În plus, aceste sisteme clasice de reglare a tensiunii datorită puterii relativ mari cerute de înfăşurarea de excitaţie a generatorului (5 — 10% din puterea sa nominală) sînt voluminoase şi necesită un consum mare de tablă silicioasă şi de conductor de cupru. La generatoarele sincrone fabricate pînă în prezent cu puteri pînă la 150 kVA greutatea sistemelor de excitaţie este în medie de 7 — 10% din greutatea generatorului. Completarea acestor generatoare cu un reglaj suplimentar de tensiune a dus, ce e drept, la îmbunătăţirea caracteristicilor de funcţionare a grupurilor, mărind însă sesizabil greutatea sistemului de reglaj.

Era deci firesc ca la realizarea unei noi serii de generatoare sincrone (cuprinsă între 10 kVA şi 220 kVA, 1 500 rot/min, 400 V) să se încerce eliminarea pe cît posibil a dezavantajelor semnalate din construcţia propriu-zisă a generatoarelor, cît şi a sistemelor de reglare a curentului de excitaţie.

Necesitatea construirii unor generatoare sincrone cu fiabilitate ridicată, caracteristici de funcţionare superioare, dimensiuni de gabarit cît mai reduse a condus, automat, la alegerea unei soluţii de maşină sincronă fără inele şi perii, excitaţia sa fiind asigurată de către o excitatoare de curent alternativ şi un redresor, montate pe acelaşi arbore cu rotorul generato-

* *V. Creţa* este inginer proiectant principal II la Întreprinderea de maşini electrice, dr. ing. *R. Măgureanu* este conferenţiar la Institutul politehnic, Catedra de maşini electrice, iar subing. *D. Ştefănescu* lucrează în cadrul Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică din Bucureşti.

rului principal. Pe lîngă o creştere a fiabilităţii şi o reducere a întreţinerii, sistemul prezintă avantajul comenzii unor puteri reduse de excitaţie, de această dată necesare pentru excitaţia excitatoarei.

1. Construcţia generatoarelor sincrone fără inele şi perii

În figura 1 este reprezentată schema de principiu a unui astfel de generator, a cărui înfăşurare de excitaţie este alimentată prin intermediul unui redresor cu diode în punte

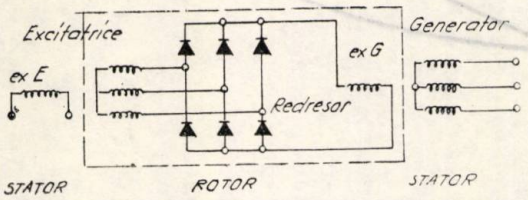


Fig. 1. Schema de principiu a generatorului sincron fără perii şi inele.

trifazată, redresor alimentat de la indusul trifazat al excitatricei de curent alternativ amintită, indus montat pe rotor. Excitaţia excitatricei este plasată pe stator şi poate fi direct alimentată, fără inele şi perii.

Un desen de ansamblu al generatorului este prezentat în figura 2, în care cu *1* s-a notat generatorul principal, *2* — puntea redresoare şi *3* — excitatoarea de curent alternativ. Reglajul de tensiune se face prin reglarea curentului de excitaţie a excitatoarei, care de această dată joacă şi rolul unui amplificator de putere cu factor de amplificare de aproximativ 15. Pentru seria de generatoare cu puteri pînă la 230 kVA, puterea maximă de excitaţie a excitatoarei nu depăşeşte 150 W, care poate fi uşor comandată pe cale electronică şi care este luată chiar de la bornele generatorului principal.

După cum se vede, sistemul are două etaje de autoexcitaţie, autoexcitaţia sa fiind condiţionată însă de existenţa unei tensiuni remanente minime (cel puţin 6 V la borne dacă se ţine cont de căderile de tensiune în diversele dispozitive electronice). La seria veche de generatoare, pentru obţinerea tensiunii remanente necesare, circuitul magnetic al rotorului s-a realizat din tole de oţel nealiat groase de 2 mm, soluţie utilizată practic de toate firmele constructoare de astfel de generatoare. Din păcate, soluţia nu este deloc economică deoarece nu întotdeauna se găseşte o utilizare a tolei stator şi în care caz apare un consum de metal mai mare decît cel necesar. La noile tipuri de generatoare cu excitatoare de curent alternativ, deoarece efectul fluxului remanent al generatoarelor se adună cu efectul fluxului remanent al excitatricii, s-a constatat că nu mai este necesară utilizarea unor tole speciale de oţel nealiat, folosindu-se tole silicioase laminate la rece.

Executarea în întregime a circuitelor magnetice din tablă silicioasă laminată la rece a permis reducerea dimensiunilor de gabarit ale maşinii. Faptul că excitatoarea s-a realizat la 100 Hz a avut drept efect o reducere suplimentară a volumului maşinii şi, implicit, consumuri mici de material, greutatea totală a excita-

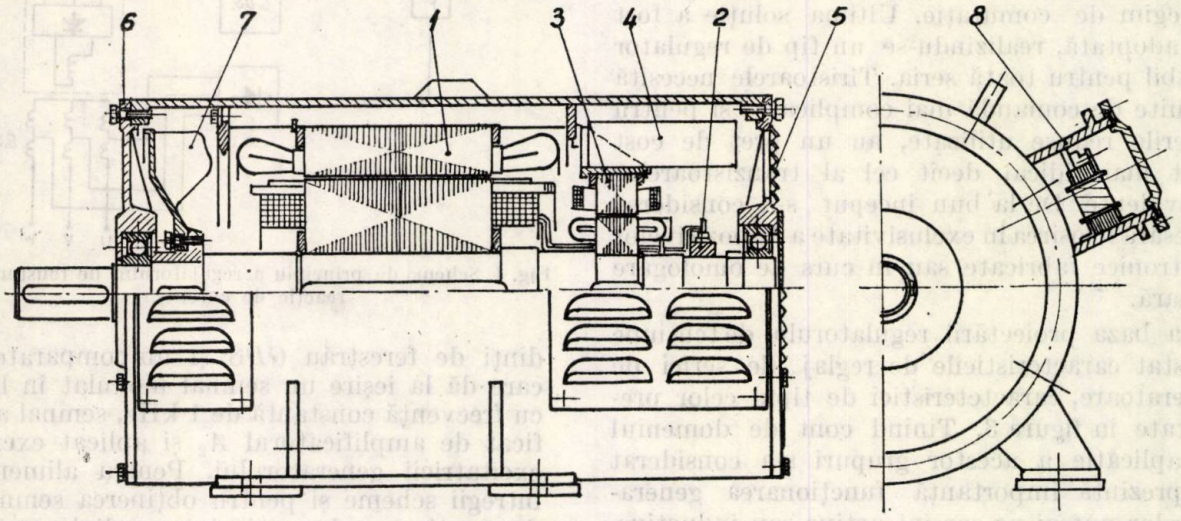


Fig. 2. Construcţia generatorului sincron fără perii şi inele:
1 — generatorul principal; *2* — excitatoarea; *3* — puntea redresoare; *4* — corectorul electronic de tensiune; *5* — scutul suport; *6* — scutul tracţiune; *7* — ventilator; *8* — cutia de bornе cu transformatorul de compoundaj.

tricii și a noului sistem de comandă nedepășind 40 % din greutatea vechilor sisteme de excitație cu perii și inele.

O creștere a performanțelor globale ale generatoarelor s-a obținut prin utilizarea unor ventilatoare cu randament ridicat de tipul celor folosite de IMEB la motoarele de curent continuu de tracțiune și o mărire a suprafeței de aspirație a aerului. Utilizarea rulmenților de tip 2Z (fig. 2) la generatoarele cu puteri pînă la 100 kVA a condus la importante economii de material și manoperă.

La adoptarea soluției constructive s-a urmărit și modul de montare a sistemului de reglare a tensiunii. Montarea acestuia deasupra generatorului, soluție utilizată de majoritatea firmelor străine, conduce la complicații constructive și îngreunează montarea tabloului de comandă în cazul utilizării generatoarelor la grupuri electrogene. În cazul montării sistemului în cutii metalice separate de generatoare se crează complicații la livrare și montaj, în special, cînd este vorba de export. Aceste dezavantaje au fost depășite prin montarea sistemului în interiorul generatorului, a transformatorului de compoundaj în cutia de borne (reperul *8* — fig. 2), iar corectorul de tensiune pe o placă deasupra carcasei excitatoarei (reperul *4* — fig. 2), îmbunătățind totodată și răcirea dispozitivelor electronice.

2. Regulatorul electronic de tensiune

Deoarece puterea necesară pentru execuția excitatoarei oricărui generator din serie este foarte redusă (maximum 150 W), așa cum s-a arătat, sistemul se pretează la un reglaj foarte simplu al tensiunii pe cale electronică cu ajutorul tiristoarelor sau tranzistoarelor de putere în regim de comutație. Ultima soluție a fost cea adoptată, realizîndu-se un tip de regulator valabil pentru toată seria. Tiristoarele necesită circuite de comandă mai complicate și pentru puterile reduse utilizate, au un preț de cost mult mai ridicat decît cel al tranzistoarelor echivalente. De la bun început s-a considerat necesară folosirea în exclusivitate a dispozitivelor electronice fabricate sau în curs de omologare în țară.

La baza proiectării regulatorului de tensiune au stat caracteristicile de reglaj ale seriei de generatoare, caractcteristici de tipul celor prezentate în figura 3. Ținînd cont de domeniul de aplicație a acestor grupuri s-a considerat că prezintă importanță funcționarea generatoarelor numai pe sarcini active sau inductive, sarcini pentru care au fost proiectate și testate regulatoarele respective. Este necesar ca pe măsură ce sarcina crește, în vederea menținerii constante a tensiunii la borne, curentul de excitație să crească după o lege de variație de tipul celei prezentate în figura 3. S-a impus prin tema de proiectare ca la variații ale curen-

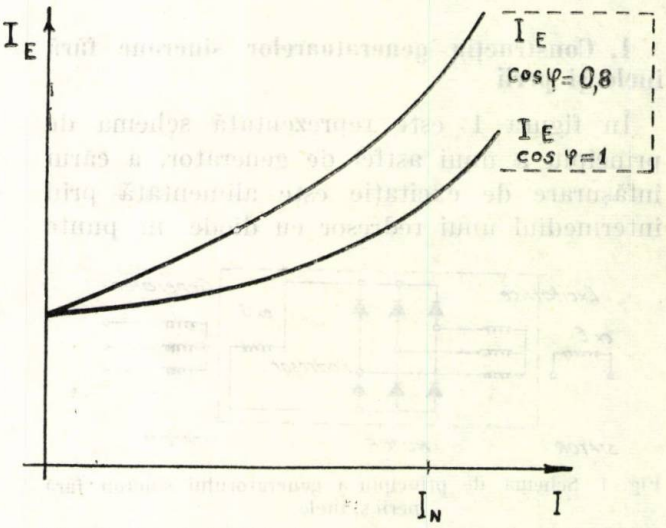


Fig. 3. Caracteristicile de reglaj ale generatorului sincron fără contacte:
I_E – curentu de excitație al excitatricii; I – curentul de sarcină.

tului de sarcină de la gol la sarcină nominală (cos φ între 1 și 0,4 inductiv), tensiunea să nu varieze cu mai mult de 1,5 % și sub 2,5 % de la suprasarcină 1,5 I_N, cos $\varphi = 0{,}4$.

Schema de principiu a regulatorului de tensiune este prezentată în figura 4. Ea se compune dintr-un amplificator diferențial A_1 cu factor mare de amplificare, un generator de semnal în

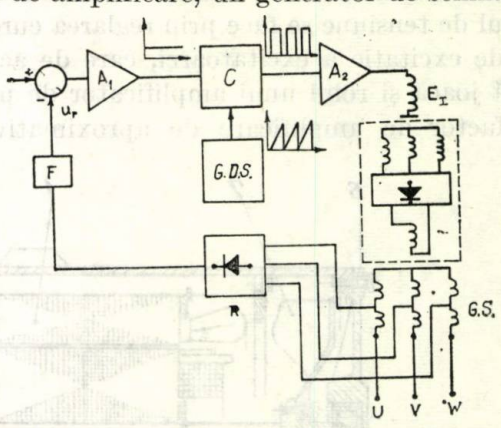


Fig. 4. Schema de principiu a regulatorului de tensiune (fără reacție de curent).

dinți de ferestrău *GDS* și un comparator *C*, care dă la ieșire un semnal modulat în lățime cu frecvență constantă de 1 kHz, semnal amplificat de amplificatorul A_2 și aplicat excitației excitatricii generatorului. Pentru alimentarea întregii scheme și pentru obținerea semnalului de reacție se culeg, prin intermediul a trei prize de la înfășurarea trifazată statorică a generatorului principal, trei tensiuni proporționale cu

tensiunile de la borne (pentru 400 V tensiune de linie de ieşire se culeg 100 V). Această reducere a tensiunii s-a folosit în vederea utilizării unor tranzistoare de putere de tensiune mai redusă, care sînt, în general, mai ieftine şi cu factor de amplificare mai bun.

Tensiunile astfel obţinute sînt redresate de o punte cu şase diode şi servesc atît pentru alimentarea schemei, cît şi pentru comparare (pentru reducerea suplimentară a tensiunii în etajul final s-au utilizat numai trei din cele şase diode ale redresorului, alimentarea făcîndu-se între nulul generatorului şi minusul punţii). Tensiunea de comandă a schemei se reduce potenţiometric la 12 V şi este stabilizată cu ajutorul unei diode Zener de putere. Tensiunea de referinţă se adaptează cu ajutorul unui potenţiometru reglabil şi este filtrată cu ajutorul filtrului F de tip RC, a cărui constantă de timp se alege astfel încît să se evite eventualele instabilităţi ale întregului sistem. Tensiunea de referinţă se obţine cu ajutorul unei a doua diodă Zener compensată termic.

Sistemul astfel realizat a dat rezultate foarte bune pe sarcini active şi inductive statice, dar s-a comportat nesatisfăcător în cazul în care sînt pornite motoare de putere mare (exemplu 40—50 % din puterea generatorului, cînd se ating brusc curenţi de pornire de două, trei ori curentul nominal al generatorului la factori de putere de 0,2—0,3 inductivi) şi cînd datorită regimului tranzitoriu de cuplare şi a reacţiei demagnetizante a indusului, generatorul se poate practic dezamorsa. Pentru a evita astfel de situaţii sistemul de reglare s-a prevăzut cu un transformator trifazat de compoundare, a cărui curent secundar este redresat printr-o punte cu şase diode şi aplicat unei a doua înfăşurări de excitaţie a excitatricii (soluţie utilizată de astfel şi de alte case constructoare).

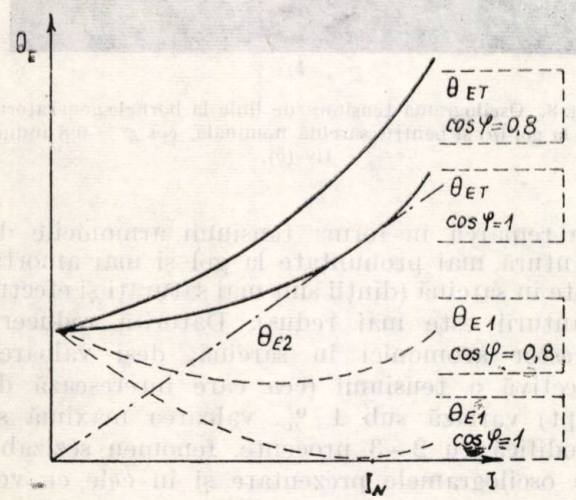


Fig. 5 Caracteristicile de reglaj ale generatorului sincron fără contacte compoundat:

θ_{ET} — solenaţia totală de excitaţie pentru menţinerea constantă a tensiunii la borne;; θ_{E_2} — solenaţia de excitaţie asigurată de către înfăşurarea de compoundare E_2; θ_{E_1} — solenaţia de excitaţie asigurată de către regulatorul de tensiune.

Dacă se priveşte în figura 5 caracteristica de reglaj obţinută, se observă că se poate alege raportul de transformare a transformatorului de curent astfel încît, pentru sarcină activă nominală, solenaţia necesară, produsă de sistemul de corecţie electronic, să devină zero.

Deşi atît în regim static, cît şi în cel dinamic performanţele generatorului au fost mult îmbunătăţite, datorită constantei de timp relativ mari a maşinii, timpul de răspuns al întregului sistem este ridicat şi ca urmare „groapa de tensiune" care apare la pornirea motoarelor asincrone de putere mare poate deveni supărătoare, iar releele şi contactoarele din circuit să declanşeze la tensiune minimă.

Pentru a depăşi şi această dificultate s-a propus şi utilizat o soluţie originală privind hipercompoundarea maşinii, asigurînd un reglaj simultan al curentului prin înfăşurare de compoundaj (fig. 6).

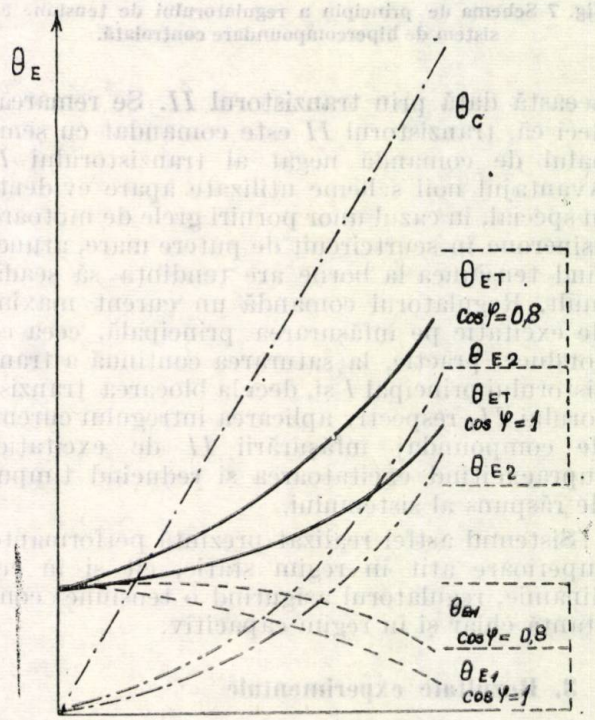


Fig. 6 Caracteristicile de reglaj ale generatorului sincron fără contacte cu hipercompoundare:

θ_{ET} — solenaţia totală de excitaţie necesară pentru menţinerea constantă a tensiunii la borne; θ_{E_1} — solenaţia de excitaţie asigurată de către corectorul de tensiune; θ_{E_2} — solenaţia produsă de către înfăşurarea de compoundaj comandată, de asemenea, de către corectorul de tensiune; θ_C — solenaţia totală de excitaţie produsă de transformatorul de compoundaj.

Reglarea curentului de compoundare se face prin scurtcircuitarea bornelor înfăşurării de compoundaj periodic cu ajutorul unui tranzistor de putere, tranzistor comandat în contratimp cu tranzistorul principal I din circuitul de corecţie (fig. 7), astfel încît atunci cînd tranzistorul principal conduce, aplicînd tensiunea maximă înfăşurării de excitaţie principală I, tranzistorul II este blocat şi tot curentul produs de transformatoarele de curent este injec-

tat în înfășurarea de excitație *II*. Atunci cînd tranzistorul *I* este blocat, tensiunea la bornele înfășurării de excitație *I* este zero; tranzistorul *II* este saturat, conduce și scurtcircuitează înfășurarea de excitație *II*, curentul produs de transformatoarele de curent închizîndu-se de

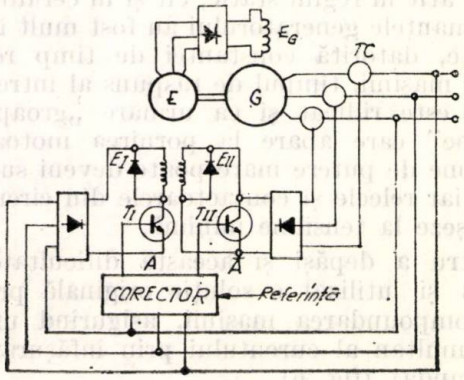


Fig. 7 Schema de principiu a regulatorului de tensiune cu sistem de hipercompoundare controlată.

această dată prin tranzistorul *II*. Se remarcă, deci că, tranzistorul *II* este comandat cu semnalul de comandă negat al tranzistorului *I*. Avantajul noii scheme utilizate apare evident, în special, în cazul unor porniri grele de motoare asincrone în scurtcircuit de putere mare, atunci cînd tensiunea la borne are tendința să scadă mult. Regulatorul comandă un curent maxim de excitație pe înfășurarea principală, ceea ce conduce, practic, la saturarea continuă a tranzistorului principal *I* și, deci la blocarea tranzistorului *II*, respectiv aplicarea întregului curent de compoundaj înfășurării *II* de excitație, supraexcitînd excitatoarea și reducînd timpul de răspuns al sistemului.

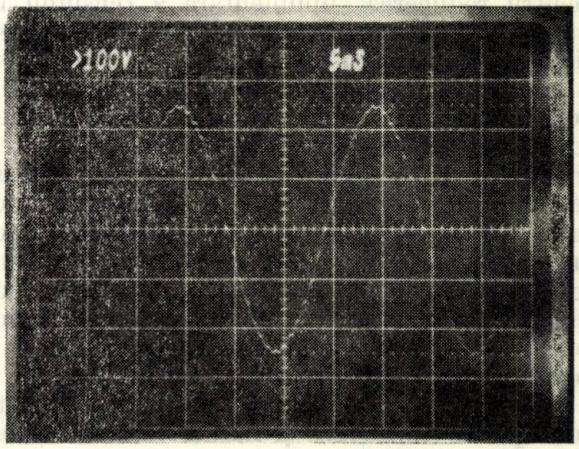
Sistemul astfel realizat prezintă performanțe superioare atît în regim static, cît și în cel dinamic, regulatorul asigurînd o tensiune constantă chiar și în regim capacitiv.

3. Rezultate experimentale

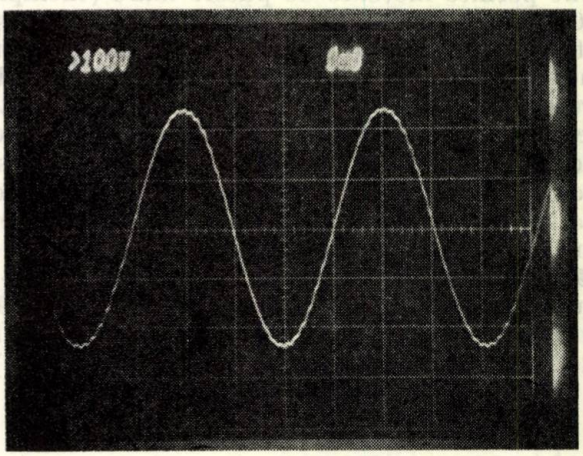
Încercările experimentale au fost realizate pe un generator de 50 kVA, 1 500 rot/min, 400 V, 72 A. Ele au avut drept scop testarea și omologarea generatorului sincron și a regulatorului de tensiune în regim static și dinamic, rezultatele obținute fiind comparate cu cele impuse prin norma internă a Intreprinderii de mașini electrice — București, normă în conformitate cu cerințele standardelor românești, a registrului naval român și cu performanțele altor grupuri similare produse în străinătate.

După încercările clasice de funcționare și încălzire ale generatorului, s-a verificat precizia menținerii tensiunii la borne pentru curenți de sarcină între 0 și curentul nominal I_N la actori de putere între 0,4 inductiv și 1. S-a observat că, în tot acest domeniu, căderea de tensiune este de maximum 1,4%. O încercare suplimentară s-a făcut pentru un curent de suprasarcină de 1,5 I_N, factor de putere 0,4 inductiv, căderea de tensiune obținută fiind sub 2,5 %.

În figurile 8 *a* și *b* s-au prezentat oscilogramele tensiunii la bornele generatorului la gol (*a*) și sarcină nominală (*b*) ($I = I_N$, $\cos \varphi = 0{,}8$).



a)



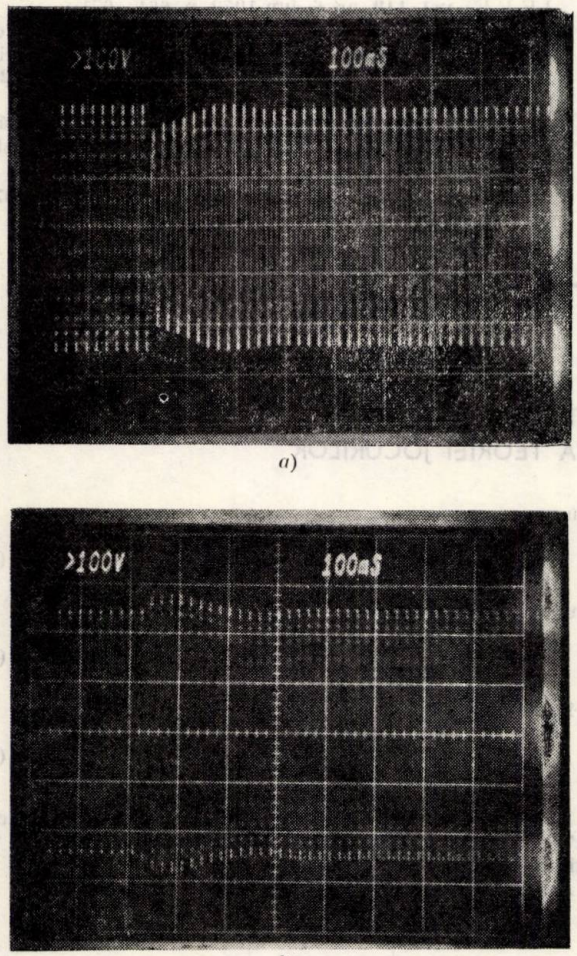
b)

Fig. 8. Oscilograma tensiunii de linie la bornele generatorului la gol (*a*) și pentru sarcină nominală, $\cos \varphi = 0{,}8$ inductiv (*b*).

Se remarcă în forma tensiunii armonicile de dantură mai pronunțate la gol și mai amortizate în sarcină (dinții sînt mai saturați și efectul danturii este mai redus). Datorită reducerii acestor armonici în sarcină, deși valoarea efectivă a tensiunii (cea care interesează de fapt) variază sub 1 %, valoarea maximă se modifică cu 2—3 procente, fenomen sezizabil în oscilogramele prezentate și în cele ce vor urma.

Răspunsul în regim tranzitoriu al sistemului a fost verificat activ pentru sarcini statice și dinamice. Astfel, în oscilogramele din figura

9 *a*, *b* s-a prezentat variația tensiunii la bornele generatorului la aplicarea bruscă a unei sarcini statice nominale ($S = S_N$, cos $\varphi = 0{,}8$) (*a*) și variația aceleași tensiuni la decuplarea sarcinii respective (*b*).



a)

b)

Fig. 9. Oscilograma tensiunii de linie la bornele generatorului la aplicarea bruscă a unei sarcini statice nominale, cos $\varphi = 0{,}8$ (*a*) și la dispariția bruscă a sarcinii (*b*).

Se observă că, în primul moment după cuplarea sarcinii datorită reacției indusului, tensiunea scade la aproximativ 80 %, dar ca urmare a intervenției rapide a regulatorului, tensiunea revine la valoarea inițială în numai 0,15 secunde (față de 0,9 s cerut de norma internă).

La decuplarea sarcinii în primul moment, tensiunea la borne are tendință de creștere, depășește valoarea sa nominală cu 12 % și după 0,16 secunde revine la valoarea inițială.

Comportarea sistemului la cuplare pe sarcină dinamică a fost verificată prin pornirea directă a unui motor asincron în scurtcircuit de 21,5 kW. Oscilograma tensiunii la bornele generatorului este prezentată în figura 10. Se remarcă că datorită curentului mare cerut la pornire de motor, în primul moment tensiunea scade brusc la 55 % din valoarea sa nominală, dar după aproximativ 0,18 secunde ea revine la valoarea inițială, prezintă apoi un suprareglaj de aproximativ 12 % și atinge din nou valoarea inițială după alte 0,2 secunde.

Această ultimă oscilogramă reliefează două lucruri, și anume :

a — eficiența regulatorului de tensiune cu hipercompoundare, care atunci cînd tensiunea de ieșire are o scădere importantă sub valoarea sa nominală, asigură aplicarea întregului curent de compoundaj celei de-a doua înfășurări de excitație, supraexcitînd excitatoarea și asigurînd o revenire la tensiunea nominală într-un timp scurt ;

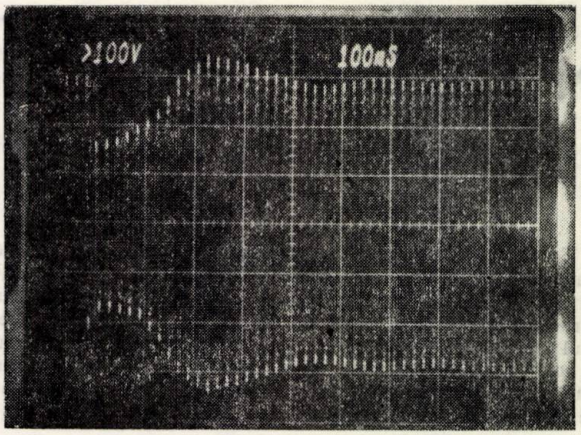


Fig. 10. Oscilograma tensiunii de linie la bornele generatorului sincron la pornirea directă a unui motor asincron în scurtcircuit de 21,5 kW.

b — deoarece generatorului sincron testat intenționat nu i s-a prevăzut o înfășurare de amortizare pe rotor în sensul clasic, ci doar cîteva cordoane de sudură pe tălpile polare, cordoane care joacă rolul unei colivii în scurtcircuit, efectul de amortizare a acestei pseudoînfășurări este slab, ceea ce are ca rezultat apariția „groapei de tensiune" din figura 10. Pentru a elimina această deficiență, toate generatoarele seriei s-au echipat cu o înfășurare de amortizare puternică, realizată sub forma unor bare de cupru plasate în crestăturile rotorului, bare scurtcircuitate la capete cu ajutorul unui inel de scurtcircuitare.

4. Concluzii

Noua serie de generatoare sincrone fără inele și perii fabricate de IMEB prezintă o siguranță sporită în exploatare, o întreținere mult mai simplă și o greutate cu aproximativ 30—35 % mai mică decît a generatorului și a sistemelor de reglare a tensiunii din vechea serie.

Regulatorul realizat asigură o stabilizare a tensiunii de la gol la plină sarcină, cu o eroare maximă de 1,5 % și de 2,5 % la suprasarcini de 50 %, la factori de putere între 1 și 0,4 inductiv.

În regim tranzitoriu pe sarcină statică sau dinamică viteza de răspuns a regulatorului este deosebit de ridicată, efectul hipercompoundării conducînd la performanțe dinamice deosebite.

Lucrarea de față constituie un exemplu de colaborare fructuoasă între Intreprinderea de mașini electrice — București și Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic — București, prima unitate prin proiectarea și realizarea noii serii de generatoare sincrone, iar cea de-a doua, a regulatoarelor de tensiune.

Bibliografie

[1] *Bronwick, W.*, and *Jones, V.* Performance of a synchronous generator with a bridge rectifier. În: Proceedings of I. E. E. E., vol. **119**, nr. 9, sep 1972, p. 1338—1342.

[2] *Humphries, H.* and *Fairney, W.* Excitation rectifier schemes for large generatours. În: Proceedings of I.E.E.E., vol. **119**, nr. 6, iun 1972, p. 661—671.

[3] *Măgureanu, R.* Analiza mașinii sincrone fără contacte cu excitație prin inducție și redresare, utilizînd armonicile tensiunii de alimentare. În: Electrotehnica, vol. **20**, nr. 12, dec 1972, p. 451 — 460.

[4] *Fransua, Al., Măgureanu, R.* ș. a. Mașini și acționări electrice. Probleme fundamentale, vol. **II**, București, Editura tehnică, 1977.

Intrat în redacție la 15. III. 1977

NOTE

ALEGEREA VARIANTEI CONSTRUCTIVE OPTIME A TIPULUI DE CABLU DESTINAT REȚELELOR ELECTRICE DE 110 kV PE BAZA TEORIEI JOCURILOR

Teoria jocurilor constituie un aspect al cercetării operaționale consacrată adoptării deciziilor în situații de competiție [1, 3]. În acest scop, pentru alegerea variantei optime constructive a tipului de cablu de 110 kV, se va adopta principiul stabilității, exprimat cu ajutorul punctului de echilibru în cazul unui joc matriceal M [1,2] de dimensiune 2×2, fără punct „șa", strategiile optime și cîștigul jocului fiind date de relațiile [1]:

$$x = \frac{jM^*}{jM^*\cdot j^T};\quad y = \frac{M^*\cdot j^T}{jM^*\cdot j^T};\quad v = \frac{|M|}{jM^*\cdot j^T}, \tag{1}$$

în care:

M^* este matricea adjunctă a lui M;
$|M|$ — determinantul lui M;
j — vectorul (1,1);
j^T — transpusul vectorului j.

Pentru a lua o decizie corectă în alegerea variantei optime constructive de cablu, se va considera drept criteriu al jocului gradul de încărcare a utilajelor tehnologice utilizate la fabricarea celor două tipuri de cabluri de energie de 100 kV, cel izolat cu hîrtie-ulei sub presiune și respectiv cel cu izolație din polietilenă reticulată (PER). Se obțin astfel matricele:

$$M_1 = \begin{pmatrix} 10 & 55{,}5 & 5 & 3{,}5 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 14{,}3 & 82{,}2 & 7{,}4 & 5{,}2 \end{pmatrix}, \tag{2}$$

pentru cablul de 110 kV, cu izolație din polietilenă reticulată, și:

$$M_2 \begin{pmatrix} 10 & 16 & 16 & 10 & 12 & 16 & 10 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 14{,}8 & 14{,}8 & 23{,}7 & 14{,}8 & 17{,}8 & 14{,}8 & 14{,}8 \end{pmatrix}, \tag{3}$$

pentru cablul de 110 kV cu izolație de hîrtie-ulei sub presiune.

Aplicînd principiul dominării liniilor și coloanelor pentru matricea M_1 se obține:

$$M_1 = \begin{pmatrix} 10 & 55{,}5 & 5 & 3{,}5 \\ 14{,}8 & 82{,}2 & 7{,}4 & 5{,}2 \end{pmatrix}, \tag{4}$$

sau:

$$M_1 = \begin{pmatrix} 10 & 5 & 3{,}5 \\ 14{,}8 & 7{,}4 & 5{,}2 \end{pmatrix}, \tag{5}$$

sau în continuare:

$$M_1 = \begin{pmatrix} 5 & 3{,}5 \\ 7{,}4 & 5{,}2 \end{pmatrix} \tag{6}$$

și în mod analog:

$$M_2 = \begin{pmatrix} 10 & 10 \\ 14{,}8 & 14{,}8 \end{pmatrix}. \tag{7}$$

Se constată că niciuna din cele două matrice nu au „puncte șa" [1]. În acest caz pentru calculul strategiilor optime se va utiliza relația (1).

Deci, cîștigurile pentru cele două variante sînt:

$$v_1 = \frac{\begin{vmatrix} 5 & 3{,}5 \\ 7{,}4 & 5{,}2 \end{vmatrix}}{\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} 5 & 3{,}5 \\ 7{,}4 & 5{,}2 \end{pmatrix}^*\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}^T} = \frac{9}{10} = 0{,}9$$

și respectiv:

$$v_2 = \frac{\begin{vmatrix} 10 & 10 \\ 14{,}8 & 14{,}8 \end{vmatrix}}{\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} 10 & 10 \\ 14{,}8 & 14{,}8 \end{pmatrix}^*\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}^T} = 0. \tag{9}$$

Rezultă că $v_1 > v_2$, adică varianta constructivă de cablu care se impune este cea cu izolație din polietilenă reticulată (PER).

Strategiile optime și expresia valorică a jocurilor se obțin imediat rezolvînd grafic matricele — joc, scrise sub forma:

$$M_1 = \begin{pmatrix} 10 & 55{,}5 & 5 & 3{,}5 \\ 14{,}8 & 82{,}2 & 7{,}4 & 5{,}2 \end{pmatrix} \tag{10}$$

și:

$$M_2 = \begin{pmatrix} 10 & 16 & 12 \\ 14{,}8 & 23{,}7 & 17{,}7 \end{pmatrix}, \tag{11}$$

unde, forma pentru M_2 s-a obținut aplicînd principiul dominării coloanelor [1].

Strategiile optime și valoarea jocurilor sînt indicate în figurile 1 și 2.

Adoptînd drept criteriu de analiză, caracteristicile mecanice mai importante se construiesc similar matricele:

$$N_1 = \begin{pmatrix} 1850 & 4968 & 742 \\ 31452 & 113102 & 71974 \end{pmatrix} \quad (12)$$

și:

$$N_2 = \begin{pmatrix} 1850 & 11410 & 670 \\ 31450 & 180619 & 64990 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

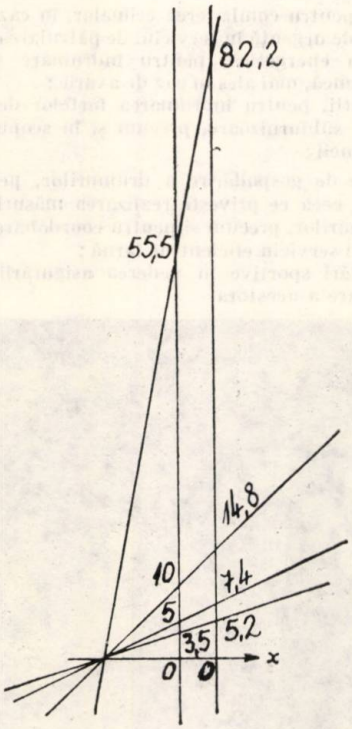


Fig. 1. Strategiile și valoarea optimă a jocului pentru varianta de cablu de 110 kV cu izolație din polietilenă reticulată, avînd drept criteriu „încărcarea utilajelor".

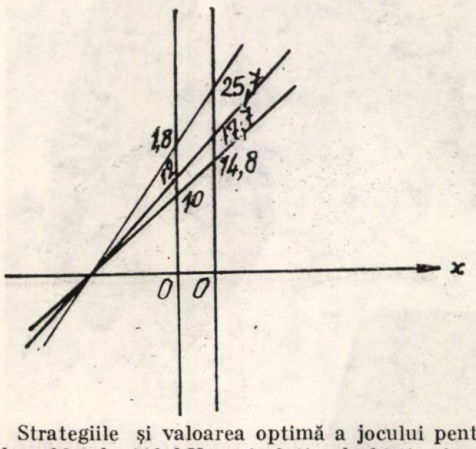


Fig. 2. Strategiile și valoarea optimă a jocului pentru varianta de cablu de 110 kV cu izolație de hîrtie și presiune internă de ulei, avînd drept criteriu „încărcarea utilajelor".

Pentru găsirea strategiilor optime și a cîștigurilor utilizăm metoda grafică, iar rezultatele obținute se prezintă în figurile 3 și 4. Cîștigul maxim al „funcției cîștig $v(x)$" pentru matricea N_1 se află la o intersecție a dreptelor corespunzătoare coloanelor întîi și a treia. Cîștigul realizat de matricea-joc N_2 este dat de ordonata OA.

Cîștigul maxim al funcției cîștig $v(x)$, corespunzător matricei-joc N_2 se găsește la intersecția dreptelor corespunzînd coloanei întîi cu coloana a treia și este dat de ordonata OB. După cum se observă $OB > OA$, așadar varianta constructivă de cablu de 110 kV, care se impune, este cea cu izolație din polietilenă reticulată.

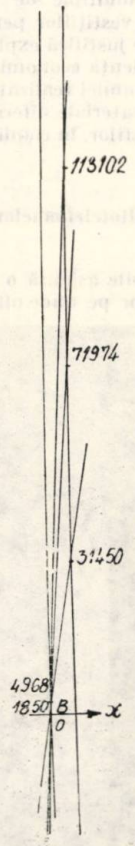


Fig. 3

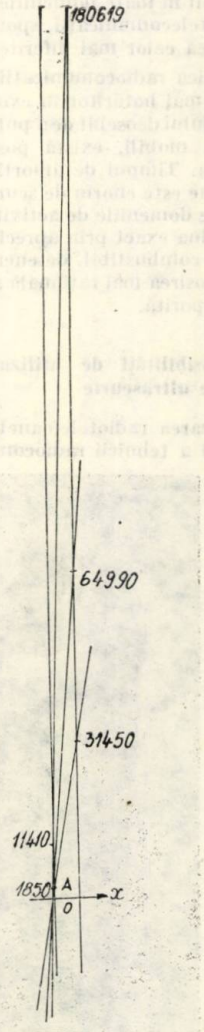


Fig. 4

Fig. 3 Strategiile și valoarea optimă a jocului pentru varianta de cablu de 110 kV cu izolație din polietilenă reticulată, avînd drept criteriu „caracteristicile mecanice mai importante".

Fig. 4 Strategiile și valoarea optimă a jocului pentru varianta de cablu de 110 kV cu izolație de hîrtie și presiune internă de ulei, avînd drept criteriu „caracteristicile mecanice mai importante".

Aceeași concluzie s-a obținut și în urma analizei unui joc-matrice, construit după criteriul caracteristicilor electrice mai importante.

Aplicînd, deci, principiile teoriei jocurilor, se ajunge la concluzia că, este mai eficientă soluția de asimilare a cablurilor de energie de 110 kV cu izolație din polietilenă reticulată.

Bibliografie

[1] *Owen, G.* Teoria jocurilor. Traducere din limba engleză. București, Editura tehnică, 1974.

[2] *Ștefănescu, A.* Puncte de echilibru în extensiile aleatoare ale unui joc. În: Studii și cercetări matematice.

[3] *** Introducere în teoria cercetării operaționale. Traducere din limba rusă. București, Editura tehnică, 1973.

Ing. *T. Ghiță*, ing. *C. Șarpe*, mat. *M. Alexandrescu* — ICPE

RADIOTELEFOANE MODERNE PE UNDE ULTRASCURTE

1. Importanța tehnicii de radiotelefonie pe unde ultrascurte

În zilele noastre, progresul tehnic se face simțit din ce în ce mai mult în toate domeniile : industrie, agricultură, transporturi și telecomunicații, sport etc. În acest context se impune utilizarea celor mai diferite mijloace ale tehnicii.

Tehnica radiocomunicațiilor pe unde ultrascurte ocupă un loc tot mai hotărîtor în evoluția progresului tehnic. Datorită avantajului deosebit de a putea transmite rapid informații unor abonați mobili, există posibilități multiple de utilizare a acestora. Timpul de amortizare a investițiilor pentru radiotelefoane este enorm de scurt, ceea ce justifică exploatarea lor în toate domeniile de activitate. Eficiența economică se poate determina exact prin aprecierea economiei realizate la consumul de combustibil, de energie, de materiale diferite, precum și la folosirea mai rațională a specialiștilor, în condiții de securitate sporită.

2. Posibilități de utilizare a radiotelefoanelor portabile pe unde ultrascurte

Utilizarea radiotelefoanelor portabile asigură o exploatare flexibilă a tehnicii radiocomunicațiilor pe unde ultrascurte în domeniul transportului. Datorită faptului că aparatele portative se pot utiliza atît, în stații mobile, cît și în cele staționare pentru unde ultrascurte și că pot fi legate între ele, se nasc posibilități multiple de exploatare a acestora.

Aparatele radiotelefonice portative au aplicabilitate în :

— căile ferate pentru expedierea trenurilor, în serviciile de manevrare și de reparații ;

— agricultură, pentru îndrumarea și informarea rapidă a forțelor de muncă în vederea realizării producției la scară industrială ;

— miliție, pentru combaterea crimelor, în cazul unor acțiuni de ajutor de urgență în serviciul de patrulare etc. ;

— industria energetică, pentru îndrumare și asigurarea forțelor de muncă, mai ales în caz de avarie ;

— construcții, pentru îndrumarea forțelor de muncă și a organizațiilor subfurnizoare, precum și în scopul ameliorării protecției muncii ;

— unitățile de gospodărire a drumurilor, pentru scopuri de dirijare în ceea ce privește realizarea măsurilor de întreținere a drumurilor, precum și pentru coordonarea operațiilor în cadrul unui serviciu eficient de iarnă ;

— manifestări sportive în vederea asigurării desfășurării corespunzătoare a acestora.

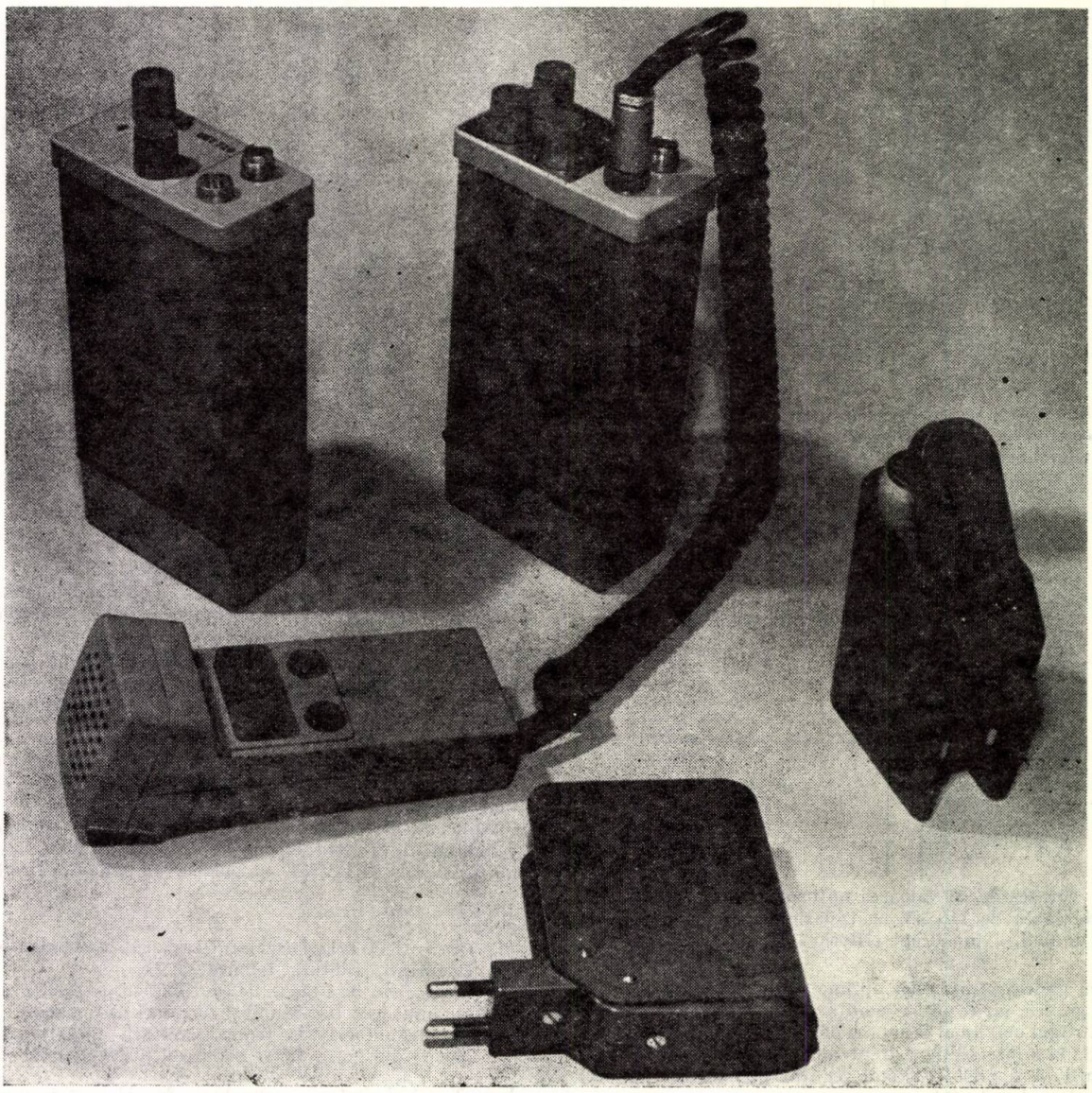


Fig. 1

Cele prezentate constituie numai o selecție reprezentativă din posibilitățile multiple de utilizare a aparatelor radiotelefonice portabile pentru unde ultrascurte. În acest context încă nu au fost luate în considerație unele efecte de raționalizare de mare importanță cum ar fi comanda la distanță a troliului la tractoarele de transportat lemne, în industria forestieră sau în transmisiunea valorilor de măsurare în cadrul gospodăririi apelor, ceea ce devine posibil prin adaptări.

3. Configurația aparatelor

Sortimentul de aparate portative pentru unde ultrascurte tip U 700, fabricate de întreprinderea VEB Funkwerk Köpenick se compune din două aparate de bază și diverse accesorii:

3.1. Aparatul portativ de radioemisie/radiorecepție de unde ultrascurte tip UFT 721 — este un aparat robust de radioemisie și radiorecepție, constînd din module care corespund celor mai actuale cerințe ale tehnicii (circuite imprimate monolitice); este ușor de întreținut și de folosit, are dimensiuni reduse.

Aparatul UFT 721 lucrează în banda de 2 m pe cel mult 4 canale de înaltă frecvență stabilizate cu cuarț, cu distanța între canale de 25 kHz. Alimentarea se asigură cu o baterie cu cadmiu-nichel încărcabilă sau, în cazul funcționării ca aparat staționar, prin legarea la o rețea de 220/127 V cu ajutorul blocului de alimentare UNW 71-A 2. În timpul funcționării cu blocul de alimentare devin posibile încărcarea bateriei-tampon (comutabilă), decodificarea selectivă a apelului, semnalizarea apelului printr-un contact de comutare, precum și racordarea unui magnetofon.

Cu ajutorul unui releu de „ocupat" se evită suprapunerea unei emisiuni cu o convorbire care se desfășoară pe canalul corespunzător.

Aparatul UFT 721 se livrează cu partea de servire în trei variante:

— UBT 70 — microfon-difuzor cu posibilități de comutare pentru emisie sau recepție; două butoane de apel, frecvență unică;

— UML 70 — garnitură de operator cu laringofon și cască;

— UML 71 — microfon-difuzor cu posibilități de comutare pentru emisie sau recepție.

Astfel, aparatul UFT 721 se poate adapta la cele mai diferite condiții de exploatare. Sortimentul de antene corespunde, de asemenea, cerințelor diferite ale beneficiarilor, cuprinzînd tot felul de antene: flexibile, de ferite, și antene scurte. Se livrează în trusă din piele.

3.2. Aparatul portativ de radiorecepție pe unde ultrascurte UET 720 (fig. 1) se distinge printr-o construcție robustă, un service redus și o servire ușoară. Prin utilizarea unor module de cel mai înalt nivel tehnic, cum ar fi circuitele semiconductoare monolitice, crește valoarea de întrebuințare a aparatului UET 720. Acesta lucrează în banda de 2 m pe un canal stabilizat cu cuarț. Datorită dotării cu un decodificator selectiv de apel acest aparat se pretează, în mod deosebit la utilizarea în rețea de alarmă, în serviciile de radiocomunicații terestre mobile.

Bateria cu cadmiu-nichel, încărcabilă, asigură o durată de funcționare de cel puțin 24 de ore datorită autotransformatorului încorporat.

Aparatul UET 720 se poate alimenta de la rețea de 220/127 V (50 Hz) prin blocul de alimentare de la rețea UNW 71—A1. La fel ca și în cazul aparatului UNW 71—A2 are loc o încărcare comutabilă, respectiv o funcționare în regim-tampon a bateriei care rămîne montată în aparatul UET 720. De asemenea, s-a prevăzut un element de semnalizare a apelului, precum și posibilitatea de racordare a unui magnetofon care permite, de exemplu, supravegerea automată a unui canal, deoarece magnetofonul intră în funcțiune în mod automat în momentul sosirii informației și se oprește automat în momentul în care informația a luat sfîrșit. Aparatul UET 720 se poate livra cu un microreceptor tip UL 70, care permite conectarea difuzorului.

Accesoriile de antenă seamănă cu cele prevăzute pentru aparatul UFT 721. Datorită gradului înalt de standardizare se asigură în mare măsură o interschimbabilitate a elementelor.

3.3. Aparate de încărcare. Pentru încărcarea bateriei cu cadmiu-nichel, care se folosește la cele două tipuri de aparate de bază, se oferă două aparate de încărcare:

3.3.1. Aparatul de încărcare simplu ULG 1 pentru încărcarea unei singure baterii la rețeaua de 220 V (50 Hz).

3.3.2. Aparatul de încărcare tip UNF 71 pentru încărcarea concomitentă a 10 baterii, cu limitare automată a curentului de încărcare, cu posibilitate de reglare a timpului de încărcare pentru fiecare loc în parte și de deconectare automată a locului respectiv.

Cu sortimentul prezentat se pot satisface toate cerințele obișnuite în ceea ce privește aparatele portabile moderne de radioemisie/radiorecepție pe unde ultrascurte.

Ing. *W. Klamt*
Berlin — R.D.G.

RECENZII

C. Cruceru, V. Cătuneanu. **Construcția și tehnologia echipamentelor de telecomunicații.** București, Editura didactică și pedagogică, 1976, 308 pag.

Dezvoltarea impetuoasă și în ritmuri înalte a țării noastre a atras după sine creșterea importanței problemelor constructive și tehnologice în acțiunea de asimilare și de continuă îmbunătățire calitativă a produselor industriale, în general și a echipamentelor de telecomunicații, în special. Ca urmare a lipsei, în limba română, a unei lucrări de inginerie tehnologică a echipamentelor de telecomunicații, a apărut de curînd o carte care este rodul unei colaborări între specialiștii din învățămîntul superior (prof. dr. ing. V. Cătuneanu) și din domeniul cercetării departamentale (conf. dr. ing. C. Cruceru) care au folosit și o bogată informație din întreprinderile industriale corespunzătoare.

Astfel, se dă exemplu bun de integrare activă între școală, cercetare și producție.

Lucrarea cuprinde 12 capitole ce tratează pe rînd problemele principale ale construcției și tehnologiei echipamentelor de telecomunicații.

În primele două capitole se abordează problemele generale ale construcției și tehnologiei aparaturii de telecomunicații, funcție de componența și particularitățile echipamentelor, respectiv de fazele de fabricație, utilajele, particularitățile tehnologice și economicitate.

Capitolul al 3-lea prezintă condițiile tehnice, normele tehnice interne, standardele și prescripțiile internaționale privite sub aspectul scopului care-l urmăresc. În continuare se dau lămuriri referitoare la documentațiile de proiectare și tehnologice însoțite de indicații începînd de la scule pînă la utilaje tehnologice. Capitolul se încheie cu binevenitele prescripții de protecția muncii.

Influența mediului, condițiile climatice și robustețea mecanică a echipamentelor de telecomunicații fac obiectul *capitolului al 4-lea*. Atenția autorilor este îndreptată în mod continuu asupra calității produselor, instalațiilor și metodelor de încercare.

Capitolul 5 tratează măsurile constructive folosite pentru protecția la perturbații interne și externe la care sînt supuse echipamentele de telecomunicații.

Se examinează și se face analiza perturbațiilor electromagnetice și a zgomotelor, prevăzîndu-se măsuri de reducere sau anulare. Totodată se tratează combaterea diafoniei și protecția la supracurenți și supratensiuni.

Capitolul 6 dezvoltat mai amplu, tratează prin mijloace simple proiectarea termică și măsurile constructive și tehnologice necesare în acest scop pentru rezistoare, condensatoare, bobine, cablaje imprimate și dispozitive semiconductoare. Se are în vedere efectele regimurilor tranzitorii, îmbunătățirea condițiilor de asamblare și încapsulare ca și mărirea gradului de ignifugare a dispozitivelor semiconductoare.

În *capitolul 7* se dau principiile de proiectare structurală și construcție modulară a echipamentelor de telecomunicații. Se fac exemplificări, în special, pentru centralele telefonice automate „CROSSBAR-PENTACROS" și „ROTARY-7".

Capitolele 8 și 9 se ocupă de tehnologia părților mecanice ale componentelor mecanice, electrice și electromecanice ale echipamentelor de telecomunicații.

În amănunt, se examinează materialele și prelucrările prin așchiere, presare la rece și tratamentul termic la care sînt supuse. Sînt redate tehnologiille prelucrării pulberilor metalice acoperirilor suprafețelor mecanice, a pieselor izolante, a componentelor pasive și a dispozitivelor semiconductoare. Se bucură, de asemenea, de atenție componentele electromecanice ca relee, selectoare și markere, precum și cadrele și ramele necesare acestor echipamente.

Siguranța în funcționare este mult afectată de conectica echipamentelor în domeniul telecomunicațiilor, ceea ce face pe autori să dea o atenție mărită tratării tehnologiilor moderne de realizare a cablajelor și circuitelor imprimate, ca de altfel și diverselor tipuri de conectoare.

Capitolele 10 și 11 au ca obiective proiectarea fiabilă a echipamentelor de telecomunicații, metodele de creștere a fiabilității în proiectare, fabricație și exploatare. În final se prezintă acțiunile concrete de mentenanță și disponibilitate.

Capitolul 12 prezintă un caracter de noutate prin atacarea problemelor antropotehnice, estetice și ergonomice ale echipamentelor și aparaturii de telecomunicații. Se pot cita : prezentarea dimensiunilor optime globale și a caracteristicilor mișcărilor corpului omenesc în procesul de lucru ; problemele estetice direct legate de ambianță, iluminare, zgomot, temperatură, umiditate și culori funcționale, iar din punct de vedere economic caracteristicile sistemului om-mașină, regimul rațional de lucru și formarea profesională în sistemul om-mașină.

Fiecare capitol al cărții este exemplificat cu realizările românești și de pe plan mondial însoțite de o bibliografie atotcuprinzătoare. Lucrarea în ansamblu umple în mod competent o lacună a literaturii tehnice din domeniul telecomunicațiilor, remarcîndu-se totodată prin claritate și sistematizare.

Prof. dr. doc. ing. *C. Corlățeanu*

TOMAS, MARTIN : **Prozessdatenverarbeitung (Prelucrarea datelor în conducerea proceselor)**, Berlin, Elitera-Verlag, 1976, 160 pag., 75 fig., 15 tab.

Sistemele electronice de calcul sînt din ce în ce mai mult utilizate pentru reglajul și supravegherea programată a proceselor industriale, precum și a celor din laboratoarele științifice, din comunicații și din alte sectoare.

În mod deosebit, atunci cînd sînt de urmărit mai multe mărimi ale procesului, respectiv cînd există mai multe posturi de măsură și cînd pe baza unor sarcini de măsură prescrise, comunicații și a altor prescrieri un mare număr de date trebuie comunicate sau memorate, pentru a folosi la selecții și hotăriri, calculatoarele de proces sînt cele mai nimerite mijloace tehnice de automatizare, datorită marii capacități și vitezei deosebite de prelucrare a datelor.

Domeniile de utilizare cele mai diferite sînt obiectul implementării unor astfel de instalații, care se întîlnesc cel mai frecvent în industrie (producția de materiale și materii prime de bază, alimentarea cu energie, producția de bunuri de consum, producția de alte bunuri industriale), telecomunicații, transporturi terestre și aeriene, cercetare, medicină etc.

Cartea recenzată pe scurt aici reprezintă o introducere în domeniu, stabilește o ordine minuțioasă a noțiunilor respective (domeniu în care există încă unele discuții și neclarități), prezintă structura și funcțiile hardware-lui, precum și ale software-lui.

Capitolele mari ale cărții sînt următoarele :

1. Bazele (noțiuni de bază, componentele hardware-lui, și limbi de programare, utilizări ale calculatoarelor alegerea calculatoarelor).

2. Hardware (elemente funcționale, funcțiile unității centrale, sistemul intrare-ieșire, cuplarea calculatorului de proces).

3. Software-ul sistemului

4. Programe de utilizare (programare, funcțiile de bază ale sistemului de calculatoare de proces, structurale pachetelor preprogramate de software).

5. Exemplu de utilizare : supravegerea și conducerea unei centrale electrice nucleare cu calculatorul de proces.

După opinia noastră, cartea este deosebit de utilă pentru utilizatorii de calculatoare de proces, sau de sisteme de astfel de calculatoare, atît în ceea ce privește alegerea, cît și soluționarea unor probleme de utilizare, de cuplare, de generarea software-lui etc.

Prof. dr. ing. *D. F. Lăzăroiu*

MANIFESTĂRI TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

TÎRGUL DE PRIMĂVARĂ DE LA LEIPZIG — 1977

Tradiționalul Tîrg de la Leipzig — R.D.G. și-a deschis porțile în această primăvară la 13 martie, cu 50 de pavilioane și 16 case expoziționale, pentru reprezentanții lumii industriale și comerciale.

Sub moto-ul „**Pentru un comerț deschis și pentru progres tehnic în lumea întreagă**", Tîrgul de primăvară de la Leipzig 1977 și-a confirmat din nou renumele de manifestare de înalt nivel în comerț și în informatica tehnico-științifică și tehnică mondială. Participarea a 9 000 de expozanți din 60 de țări, ocupînd o suprafață de peste 340 mii m² demonstrează cu prisosință nivelul de prim rang al acestui Tîrg.

Din nou Leipzigul a creat condiții favorabile unei largi activități comerciale internaționale în vederea confruntării ultimelor realizări ale tehnicii și științei.

Exponatele țării gazdă și ale celorlalte țări socialiste, printre care și România, au demonstrat nivelul mereu crescînd al tehnicii, precum și succesele dobîndite de lagărul socialist.

Programul expozițional a cuprins toate branșele tehnicii și ale bunurilor de larg consum. Electrotehnica, electronica și automatica, telecomunicațiile, optica și mecanica fină au avut o bogată participare și la această ediție a Tîrgului din Leipzig.

În domeniul electronicii de calcul au expus firme binecunoscute pe piața mondială din 15 țări, printre care și ELECTRONUM din România. S-au prezentat instalații și sisteme pentru prelucrarea electronică a datelor, calculatoare mici și miniaturizate, precum și calculatoare de procese pentru soluționarea proceselor științifice, tehnice și economice.

Țara gazdă a fost prezentă cu o serie de noutăți în acest domeniu. Astfel, Combinatul **ROBOTRON** a expus: calculatorul miniaturizat cu programare liberă **ROBOTRON ZE, 1**, calculatorul miniaturizat programabil **ROBOTRON 1001** pentru un mare număr de lucrări tehnice de calcul și terminal cu ecran și programare liberă — PBT 4000. De asemenea, Combinatul **ROBOTRON** a mai prezentat sistemul pentru prelucrarea electronică a datelor EC 1040, o instalație cu multiple aplicații. Datorită vitezei mari de calcul, acest sistem permite realizarea funcționării paralele a procesorului central și dispozitivelor de intrare/sortare, cum și programarea multiplă, operații cu memorii externe în acces direct, iar datorită extensibilității memoriei principale pînă la 1024 de biți asigură o utilizare eficientă a mașinii în toate sectoarele sociale. Programarea este simplificată de compilatoare -programatoare pentru limbajele problemă foarte uzuale.

Electrotehnica și tehnica automatizării au dispus de un spațiu de expunere de 20 000 m². Producători și exportatori din 23 de țări au informat asupra progresului realizat pe plan internațional în fabricația electrotehnică. Un loc remarcabil l-a ocupat **Combinatul VEB „Otto Buchwitz" Starkstrom-Anlagenbau**, Dresden, care a prezentat stații de transformare pentru toate nivelele de tensiune pînă la 420 kV. Printre altele s-au prezentat celulele de distribuție de înaltă tensiune, în carcasă metalică tip CSIM 12, o îmbunătățire a celulei de distribuție ASIF 36. Pe de altă parte, **Combinatul VEB Starkstrom-Anlagenbau**, Leipzig, a participat cu celula de distribuție de joasă tensiune ISA 2000, cu protecție climatică.

Pentru ușurarea muncii în gospodării au fost expuse o serie de produse cu parametri îmbunătățiți, sau tipuri noi de astfel de produse ca, de exemplu, mixerul RG28, un complet de aparate cu diverse funcții pentru prepararea alimentelor, prezentate de firma AKA ELEKTRIK. În complexul de aparate de uz casnic sînt cuprinse, de asemenea, aspiratorul BS 08 cu cablu telescopic (pentru reglarea individuală a înălțimii), aspiratorul manual în variantele HSS—08 și HSS—12, avînd particularitatea constructivă că pătrunderea aerului se face în două sisteme separate. Puterea nominală de 400 W, presiunea de maximum 1000 mm col. apă la o trecere a aerului de 17 litri pe secundă, asigură o aspirație optimă cu un asemenea aspirator.

Aspiratorul manual HSS—13, tipul cel mai nou prezentat la tîrg, se distinge prin puterea mare de aspirație, ca și prin silențiozitatea sa. Construcția modernă permite un ciclu continuu al filtrului de golire. Caseta pentru praf este astfel construită încît praful colectat la capătul casetei nu poate fi spulberat de jetul de aer.

Grupa de specialitate „Tehnica de automatizare" întrunind producători de înaltă clasă din 20 de țări, a prezentat o ofertă interesantă în domeniul electrotehnicii și tehnicii de automatizare. Aparatele de măsură, comandă și reglare, sistemele de automatizare, precum și soluțiile speciale ale unor probleme tehnologice pentru realizarea unor sarcini concrete de automatizare au atras atenția publicului de specialitate. În acest sens, întreprinderea **VEB Geräte-und Reglerwerke Teltow** a demonstrat sistemul URSAMAT K 4000 aplicat pentru reglarea proceselor tehnologice în domeniul industriei energetice și chimice, oferind, printre altele, echipamente noi de automatizare pentru complexe mari de sere.

Concomitent cu prezentarea de produse, soluții tehnico-economice, moderne și tehnologii, Tîrgul de primăvară de la Leipzig — 1977 a oferit și un bogat program de conferințe și informații pe domenii, care au contribuit la întregirea scopului propus.

PRODUSE ROMÂNEȘTI CU CALITĂȚI SUPERIOARE LA TÎRGUL DE PRIMĂVARĂ DE LA LEIPZIG — 1977

A devenit o tradiție a industriei românești de a participa tot mai activ la manifestările tehnico-științifice internaționale, participare prin care țara noastră demonstrează înaltul nivel al realizărilor industriei și comerțului, dezvoltă tot mai mult relațiile comerciale cu toate statele lumii, se afirmă tot mai pregnant pe piața mondială.

La ediția de primăvară a Tîrgului internațional de la Leipzig — 1977, România a fost prezentă cu o seamă de realizări valoroase, rezultat al aplicării gîndirii tehnice avansate, în continuă dezvoltare a cercetătorilor, proiectanților și executanților în industria românească.

Produsele industriei românești prezentate la Tîrgul de primăvară de la Leipzig au fost expuse pe o suprafață de aproximativ 1 500 mp, în standuri acoperite și în aer liber.

Industria electrotehnică cu subramurile ei electronică și automatică au prezentat, în standurile întreprinderilor de comerț exterior „Electronum", „Electroexportimport" și „Romenergo", realizări de vîrf de înaltă calitate și productivitate, cu parametrii la nivelul tehnicii mondiale.

Standurile românești de electrotehnică au fost mai bogate ca oricînd, prezentînd printre altele, într-o estetică deosebită, electromotoare din toate gama de puteri, transformatoare de 250 kVA, convertizoare de sudură cu motoare electrice asincrone, grupuri de sudură cu motoare termice, generatoare de sudură în curent alternativ, motoare și micromotoare electrice, motoare pentru mașini-unelte, aparataj de joasă tensiune, elemente de automatizare, aparate de măsură și control, aparate de măsură și industrie, telefoane și centrale telefonice, corpuri de iluminat, calculatoare electronice, ferite moi și dure, conectoare, componente electronice active și pasive etc. Ca noutăți deosebite au fost expuse: separatorul rotativ de 10 kW, 630 A și un troliu pentru acționarea ascensoarelor, toate produse de întreprinderile aparținînd CIMAE — Craiova, CIMME, CIETC și CIETA — București.

Organizatorii Tîrgului, ca și personalul tehnic de specialitate au apreciat produsele românești ale industriei noastre electrotehnice, fapt ce a facilitat încheierea unui mare număr de contracte comerciale.

A reținut atenția specialiștilor, în mod deosebit, aparatajul de joasă tensiune, din care:

Întrerupătorul automat OROMAX 2500 A și întrerupătorul automat OROMAX 1000 A, produse executate în concepție modernă de întreprinderea bucureșteană „ELECTROAPARATAJ" pentru protecția generatoarelor, motoarelor mari, transformatoarelor și liniilor electrice.

Ele se disting prin:

— performanțe electrice și mecanice ridicate;

— capacitate de rupere de 50...55 kA la 500 V;

— execuții variate: fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță;

— numeroase posibilități de semnalizare și blocare.

De asemenea s-au mai prezentat:

CONVERTIZOARE DE SUDURĂ cu motor electric tip CS de 125, 350 și 500 A, compuse dintr-un motor electric, un generator de curent continuu și un tablou electric de comandă și control. Motorul electric este de tip asincron și poate fi alimentat cu tensiuni de la 220 la 250 V (tab. 1).

GRUPURI DE SUDURĂ CU MOTOR TERMIC, TIP GST de 350 și 500 A. Se compun dintr-un motor termic diesel, un generator de curent continuu și un tablou electric de comandă și control. Motorul termic diesel asigură funcționarea optimă a generatorului, făcînd posibilă funcționarea grupurilor de sudură pe orice șantier unde nu există rețea electrică.

Tabelul 1

Caracteristici	CS – 125 A	CS – 3	CS – 315	CS – 5
Putere motor, kW	4,6	1	12	21
Turație motor, rot/min	3,000	1 500	3000	1 500
Frecvență, Hz	50	50	50	50
Curent sudură, A	95—160	240—370	245—370	370—625
Tensiune de lucru, V	43—65	43—75		52—76
Clasă rezultate, stator	E	E	E	E
rotor	B	B	B	B
Greutatea, kg	135	420	290	600

Aparatele de măsură și control expuse la ediția de primă vară a Tîrgului internațional de la Leipzig sînt produse de Intreprinderea de aparate electronice de măsură și industriale și de Intreprinderea de elemente de automatizare, amîndouă din București. Printre acestea se numără tensometrele cu un canal și cu șase canale, pirometre de radiație, indicatoare electromagnetice de debit etc.

Din gama de aparate electronice pentru măsurarea mărimilor electrice au mai fost expuse:

— osciloscoape tip E-0101, E—0102, E—0103, pentru frecvențe de 0 ... 5; 0 ...10 și 0 ... 50 MHz;

— frecvențmetre tip E—0202 și 0203;

— voltmetre: E—0401;

— milivoltmetre E—0402;

— generatoare de joasă frecvență E—0501;

— tranzistormetre de joasă frecvență E—501;

— tranzistormetre: E—0702 ș.a.

La ediția de primăvară a Tîrgului de la Leipzig au mai fost prezentate și aparate electronice pentru măsurarea mărimilor neelectrice, cum sînt:

— vibrometru electronic N—2103 cu: domeniul de frecvență de 2...40 Hz; amplitudinea vibrației între 0,3 μm și 1 m; viteza vibrației de 0,03 mm/s...50 m/s; dimensiunile 470×190×390 mm și greutatea de 15 kg;

— microcomparator electronic N—2201, al cărui domeniu de măsură este cuprins între 0 și ± 200 μm, care are dispozitiv de semnalizare optică a abaterilor față de valorile prestabile;

— tensometre electronice N—2301 și N—2302, avînd domeniul de măsură între 0 și ± 100 000 μm și

— stroboscop electronic N—2601, a cărei gamă de frecvențe este cuprinsă între 5 și 5 000 Hz.

De asemenea, s-au bucurat de aprecieri radiotelefoanele portabile tip RTP—4—MFS și radiotelefoanele mobile RTM—3—MF—S, aparate de emisie-recepție pe unde ultrascurte cu MF și frecvențe fixe de lucru în simplex cu semiduplex, complet tranzistorizate, rezistente la șoc, vibrații și temperaturi, într-o gamă largă de valori. Acestea sînt aparate de concepție și construcție simplă, modernă, fabricate cu materiale și componente de cea mai bună calitate, cu înalt grad de fiabilitate. Ele au un domeniu larg de utilizare în industrie, agricultură și transporturi. În tabelul 2 sînt prezentate caracteristicile tehnice ale acestor aparate.

Tabelul 2

Caracteristicile radiotelefoanelor	—portabile RTP—MF—8 (SD)	—mobile RTM—MF—8 (SD)	
1. Gama de frecvenţe, MHz	1) 30—41	2) 56,5—58	3) 73—76
2. Numărul canalelor	6		8
EMIŢĂTORUL			
3. Puterea de ieşire, W	1), 2), 3): 0,6±1 dB 4): 0,5±1 dB	1; 2); 3); 20±1 dB 4): 10± 1 dB	
4. Deviaţia de frecvenţă maximă, kHz	± 5		
5. Caracteristica A. F., Hz	300—30 000		
RECEPTORUL			
6. Puterea de ieşire, W	<0,2/70 ohmi	<2,5/16 ohmi	
7. Sensibilitatea, μV	1), 2), 3): 0,7± 2dB 4): 0,8±2 dB	1), 2), 3): 0,5±2 dB 4): 0,6± 2 dB	
8. Alimentarea, V	12(—15...+20%20%)c.c.	6,3; 12,6; 25,2 c.c	
9. Domeniul de temperatură, °C	—40...+55	—25...+20	
10. Dimensiuni—UER, mm	245×85×55	250×300×95	
11. Greutatea— UER, kg	fără baterii 0,9	cu baterii 1,3	

Calculatoarele electronice de fabricaţie românească sînt tot mai căutate pe piaţa mondială. În acest sens au fost expuse la Leipzig calculatoarele FC 16 cu tastatură operativă şi două plăci de programare, precum şi FC 64 cu tastatură operativă, derulator şi două plăci de programare.

Întreprinderile producătoare au pus şi pun la dispoziţie solicitanţilor documentaţii tehnice complete pentru toate produsele expuse.

Greta Andrei

PRIMUL SIMPOZION DE ELECTRONICĂ DE PUTERE, I.C.P.E. — BUCUREŞTI, 20 — 23 MAI 1977

Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică a organizat între 20 şi 23 mai a.c. primul simpozion de electronică de putere din R.S.R. La această manifestare ştiinţifică de prestigiu au participat cu comunicări şi la dezbateri, practic, toate unităţile de cercetare, proiectare, învăţămînt superior şi inginerie tehnologică din ţara noastră care lucrează în această ramură a electrotehnicii moderne, şi anume:

Institutele de cercetări şi proiectări ICPE, ICPEP, IPA, Institutele politehnice din Iaşi şi Bucureşti, întreprinderile IPRS — Băneasa, Electrotehnica — Bucureşti şi Electroputere — Craiova.

Cele 31 de comunicări ştiinţifice, grupate în trei secţiuni: *componente şi sisteme, tehnici de măsură şi controlul calităţii, aplicaţii industriale*, au tratat realizările şi problematica actuală şi de perspectivă în electronica de putere şi implicaţiile în electrotehnica de curenţi tari.

Specialiştii de la IPRS—Băneasa au prezentat performanţele actualei fabricaţii de dispozitive semiconductoare de putere şi preocupările de perfecţionare a tehnologiei, utilajelor şi tehnicilor de control în vederea asimilării în acest cincinal a diodelor şi tiristoarelor normale şi rapide de mare putere. Cercetătorii de la ICPE au prezentat performanţele siguranţelor ultrarapide realizate, precum şi rezultatele unor valoroase cercetări privind parametrii de protecţie la scurtcircuit ai siguranţelor fuzibile şi ai scurtcircuitoarelor.

Majoritatea comunicărilor au îmbrăţişat o largă paletă de aplicaţii industriale de vîrf, în următoarele direcţii: convertizoare de frecvenţă (ICPE şi I.P.-Iaşi), redresoare de mare putere folosite în electrotehnologii şi în tracţiunea urbană şi diesel-electrică magistrală (ICPE şi ICPEP), acţionări electrice reglabile cu motoare de curent continuu în tracţiune şi foraj la mare adîncime şi cu motoare sincrone lente în industria cimentului (ICPE), echipamente de reglaj cu tiristoare pentru grupuri electrogene şi generatoare LDE, surse de curent şi choppere pentru maşini-unelte de prelucrare a metalelor prin electroeroziune şi corodare electrochimică (ICPE), echipamente cu tiristoare pentru compensarea variaţiilor rapide de tensiune în reţele electrice (ICPE) etc. Interes deosebit au trezit comunicările prezentate de cadrele didactice de la Institutul politehnic „Gheorghe Asachi" din Iaşi, privind realizarea unor motoare electrice de curent continuu cu comutaţie electronică, avînd caracteristică derivaţia naturală cu pantă prestabilită şi de la Institutul politehnic-Bucureşti privind aparatura de comutaţie fără contacte.

Pe lîngă simpozion, specialiştii firmelor AEG-Telefunken şi Westinghouse (SUA) au prezentat în aceste zile ultimele

or realizări în domeniul dispozitivelor semiconductoare de putere și al aparatajului de comutație, prilejuind un util schimb de informații inginerești aplicative.

Simpozionul a evidențiat pregnant procesul de reconstituire în ultimul deceniu, a electrotehnicii, electronicii de putere și automaticii într-o disciplină modernă, unitară și conducătoare în doemnuil științelor tehnice.

Ing. *Valerian L. Ciofu*,
director adjunct științific al ICPE

STABILITATEA SISTEMELOR DE CONTROL

În zilele de 11 și 12 decembrie 1976 a avut loc la Iași simpozionul cu tema „Stabilitatea sistemelor de control", organizat de subcomisia de automatizare a Filialei Iași a Academiei R.S.R.

Beneficiind de o largă și activă participare a specialiștilor din diferite domenii de activitate (matematicieni de la Universitatea Al. I. Cuza — Iași, Universitatea din București și cea din Timișoara, cadre de specialitate de la Institutul politehnic — Iași, Institutul central de informatică — București, Institutul de tehnologii nucleare — București, Institutul de cercetări hidrotehnice — București, Centrul teritorial de calcul — Iași, precum și cadre de ingineri din întreprinderi industriale ieșene), simpozionul a dezbătut o problematică largă legată de stabilitatea sistemelor de control, concretizată în 18 comunicări științifice privind atît probleme de cercetare fundamentală, cît și cele nemijlocit legate de nevoile producției.

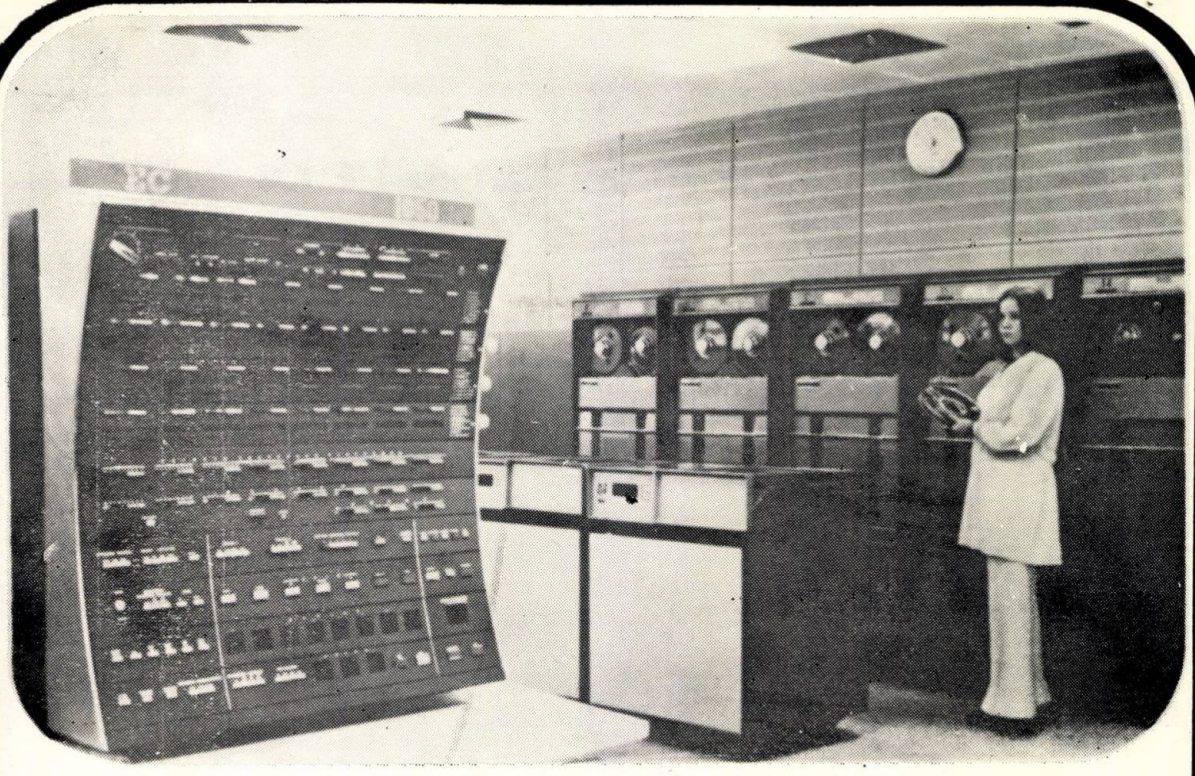
Din prima categorie s-au evidențiat lucrările : „*Comandă prin feed-back indirect cu întîrziere la sisteme liniare*", elaborată de prof. dr. doc. A. Halanay de la Universitatea din București, și prof. B. Asner de la Universitatea Dallas — S.U.A., de asemenea lucrarea „*Sisteme cu întîrziere infinită și probleme de comportare*" a colectivului prof. dr. C. Corduneanu, membru corespondent al Academiei R.S.R. și lector dr. St. Frunză de la Universitatea A. I. Cuza — Iași.

Din lucrările cu directă aplicabilitate în proiectare și producție merită a fi relevată lucrarea colectivului prof. dr. doc. S. Hâncu, dr. ing. V. Jeler, dr. ing. M. Popescu, intitulată „*Stabilitatea mișcării fluidelor în sisteme hidraulice cu regulatoare automate*", precum și lucrarea „*Asupra stabilității autooscilațiilor unui servomecanism de poziție neliniar cu circuit de corecție derivație neliniar*", elaborată de prof. dr. ing. L. Sebastian, șef lucrări dr. ing. I. Olah și șef lucrări ing. T. Ganciu de la Institutul politehnic — Iași.

Beneficiind de o largă participare la discuții, adesea generatoare de noi probleme de cercetare, de un intern schimb de opinii, stimulat și de un cadru organizatoric adecvat, simpozionul s-a constituit ca o remarcabilă manifestare științifică, axată pe preocuparea stimulării cercetărilor interdisciplinare și aservirii acestora nevoilor producției.

Se poate considera totodată că acest simpozion constituie și un act de sinteză a activității de un an a subcomisiei de automatizare a Filialei Iași a Academiei R.S.R., activitate pe care o dorim amplificată și ancorată în și mai mare măsură de cerințele industriei privind problemele de automatizare.

Ing. *I. Papadache* — IPA



CALCULATOARE ELECTRONICE

funcţionează cu diferite dispozitive periferice
cu sistem unificat de calcul (SUC)

Modele de SUC	Capacitate de memorare operaţională, k octeţi	Productivitatea medie, mii operaţii/s	Funcţionare multiprogram
SUC-1022	512	80	15 programe de lucru utilizate simultan cu funcţionarea în paralel a procesorului şi dispozitivelor periferice
SUC-1033	512	200	
SUC-1050	1024	500	

Furnizorul asigură:
- executarea lucrărilor de pornire-reglare;
- service de întreţinere rapidă şi eficientă;
- aprovizionarea regulată şi completă cu piese de schimb;
- un înalt nivel de formare a specialiştilor străini.

Exportator : ELORG,
121200, Moscova
G-200, U.R.S.S.
Telefon: 251-39-46
Telex: 7586

ELORG

PUBLICOM

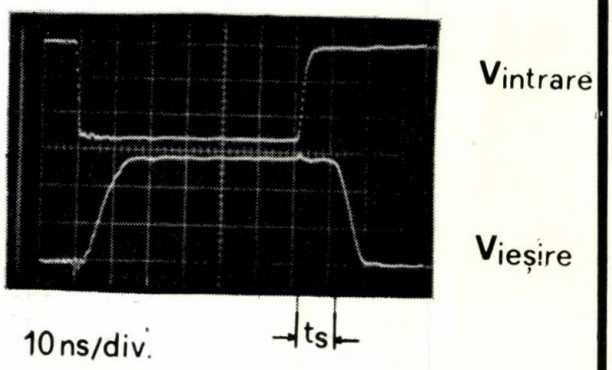
PNP CU SILICIU, DE COMUTAȚIE, DE LA ICCE

INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU COMPONENTE ELECTRONICE—

ICCE — București, livrează în orice cantități tranzistorul PNP cu siliciu BSX 35. Tehnologia de fabricație, elaborată în întregime la ICCE, asigură un curent rezidual redus ($I_{CES} = 0{,}1$ nA) și o stabilitate excelentă în funcționare a parametrilor electrici. Având un curent maxim de colector de 100 mA și o tensiune maximă colector-emitor de 6 V, tranzistorul BSX 35 se livrează în capsule metalice TO 18.

PERFORMANȚE ($I_C = 10$ mA):

- Timp de stocare foarte mic ($t_s = 15$ ns).
- Frecvență de tranziție mare ($f_T = 700$ MHz).
- Tensiune de saturație cclector-emitor mică ($V_{CEsat} = 0{,}07$ V).
- Cîștig static în curent moderat ($h_{FE} = 70$).



APLICAȚII

- Circuite de emisie-recepție, ceasuri logice, baze de timp pentru memorii în unitățile centrale ale calculatoarelor de medie și mare capacitate din seria FELIX.
- Amplificatoare de citire-înscriere în memorie la mașinile de facturat și contabilizat din familia FC.
- Alte aplicații în tehnica de calcul.

De reținut:

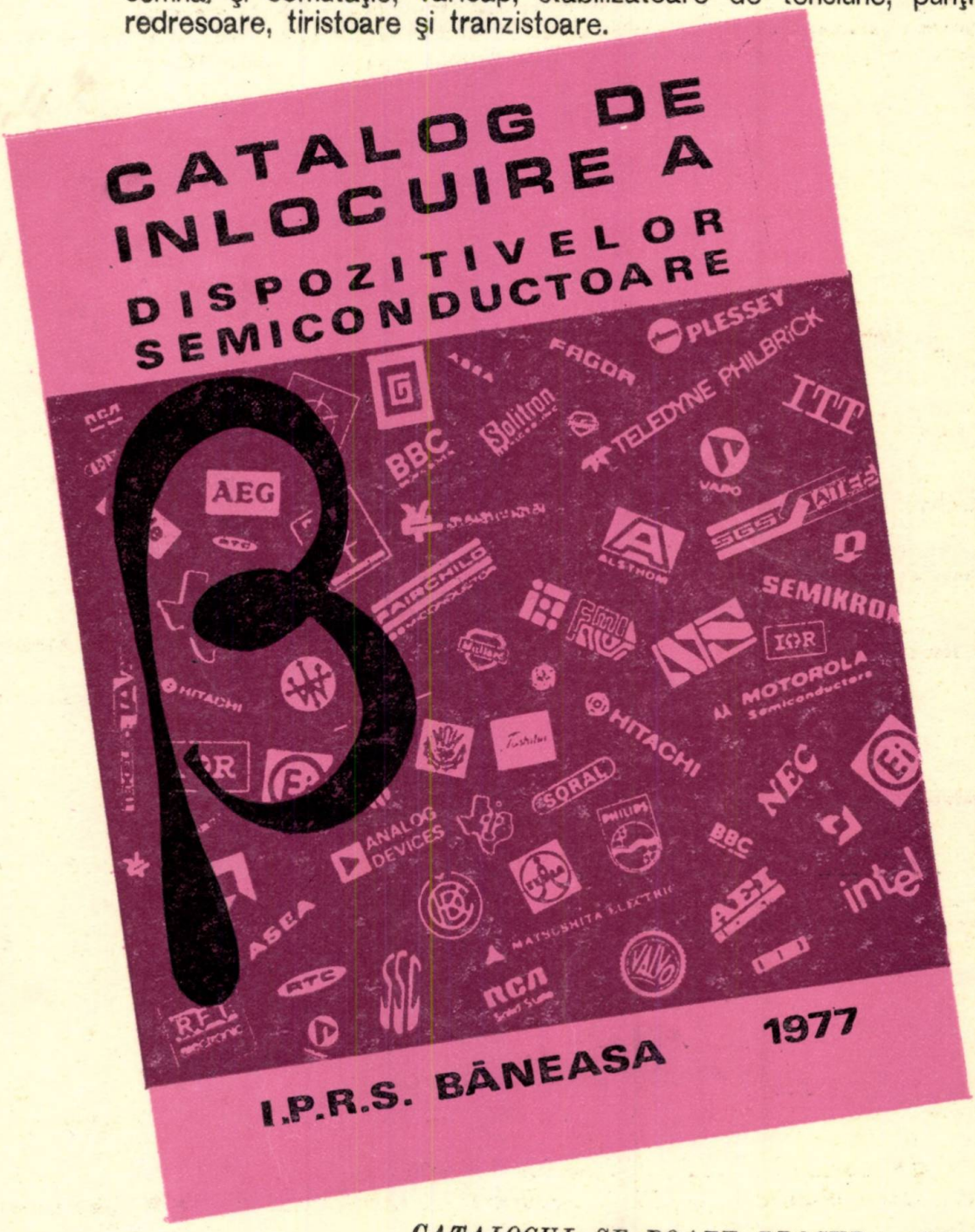
Nu oricine face PNP cu siliciu, de comutație!...
Bineînțeles, ICCE livrează și complementarul NPN 2N 709

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)

Dacă aveţi în întreprindere dotări echipate cu produse semiconductoare importate, puteţi găsi uşor echivalenţele lor de fabricaţie românească în îndrumătorul recent apărut:

„CATALOG DE ÎNLOCUIRE A DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE"

Acesta cuprinde echivalenţele din fabricaţia românească, cum sînt: circuite integrate logice şi liniare; diode redresoare de semnal şi comutaţie, varicap, stabilizatoare de tensiune; punţi redresoare, tiristoare şi tranzistoare.



CATALOGUL SE POATE PROCURA (DE INSTITUŢII ŞI ÎNTREPRINDERI) LA SEDIUL ***I.P.R.S.-BĂNEASA****, Str. Erou Iancu Nicolaie, nr. 32, Bucureşti II (autobuzul 48 de la Piaţa Scînteii pînă la fabrică)*

1977 OCT 3 11

E 2040

Cicbot H.

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 25 • Nr. 6 • AUGUST 1977

Institutul de cercetări pentru componente electronice

livrează **din stoc** dispozitive semiconductoare de înalte performanțe realizate în noua facilitate din str. Erou Iancu Nicolae 32 B

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

- ROB 101 — Amplificator operațional monolitic de generația a II-a (echivalent cu LM 101 — National Semiconductor)
- ROB 709 — Amplificator operațional monolitic (echivalent cu μA 709 — Fairchild)

TRANZISTOARE BIPOLARE

- 2N 709 — Comutator ultrarapid, NPN
- BSX 35 — Comutator ultrarapid, PNP
- 2N 2369 — Comutator rapid NPN
- 2N 2218, 2N 2219 — Amplificatoare de semnal mic de uz general, NPN
- 2N 918 — Amplificator IF de semnal mic, NPN
- 2N 3866 — Amplificator RF de putere, NPN
- ROS 03 — Amplificator JF de semnal mic, NPN

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP **MOS**

- ROS 01, ROS 104 — Tranzistoare cu efect de cîmp MOS/canal P

DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

- ROL 02 — Diodă electroluminiscentă cu GaAsP (roșu)
- ROL 21, ROL 22 — Fotodiode planare cu siliciu
- ROL 11 — Celulă fotovoltaică cu siliciu
- ROL 31, ROL 32 — Fototranzistoare planare cu siliciu

ICCE CERCETEAZĂ PRODUCÎND. ICCE LIVREAZĂ

Livrează ICCE

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 25 Nr. 6 august 1977

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.3.012.8 : 538.551.23

CIRCUITE CU SURSE COMANDATE
ARBORI NEORIENTAŢI
METODA TOPOLOGICĂ

Preda, M. şi *Dorobanţu, I.* : **Extinderea metodei topologice a arborilor neorientaţi la circuite cu orice fel de surse comandate.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 229

Se deduce o nouă regulă topologică care permite extinderea formulelor topologice cu arbori neorientaţi la circuite electrice şi electronice uzuale conţinînd surse comandate.

CZ 621.366 : 621.318.4

BOBINE DE COMPENSARE
CONSTRUCŢIE
REALIZĂRI

Mereanu, A. şi *Fercău, N.* : **Aspecte privind proiectarea bobinelor de compensare.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 235

Se expune un studiu asupra bobinelor de compensare cu miez radial de 21 MVAr şi 22 kV.

CZ 621.335.1

TRACŢIUNE ELECTRICĂ
VARIATOR

Miron, D. : **Cîteva consideraţii privind implicaţiile tehnico-economice ale utilizării variatorului de tensiune continuă în schemele de acţionare electrică a tramvaiului.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 240

Lucrarea tratează despre variatorul de tensiune continuă folosit în schemele de acţionare electrică a tramvaiului, cu evidenţierea aspectelor tehnice şi economice pe care le determină.

CZ 621.372.4

AUTOMATIZĂRI SECVENŢIALE
SINTEZA
HAZARD DE CONTINUITATE

Alexa, M. : **Eliminarea hazardului de continuitate la sinteza unui circuit secvenţial cu reacţii directe, realizate cu circuite logice NAND.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 246

Se indică elemente necesare eliminării unui eventual hazard de continuitate la sinteza unui circuit secvenţial cu reacţii directe realizat cu circuite logice cu elemente de comutaţie statică.

CZ 621.743 : 422

BARBOTINE TERMOPLASTICE
LIANȚI TEHNOLOGICI
TURNARE LA CALD SUB PRESIUNE

Hida, G. și *Hida, R.* : **Studiul influenței lianților tehnologici asupra proprietăților barbotinelor pentru o masă ceramică neplastică zirconiferă.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 252

Se prezintă influența lianților termoplastici asupra proprietăților de curgere și stabilitate ale barbotinelor folosite la fasonarea pieselor ceramice prin turnare la cald sub presiune.

CZ 621.3.013 : 517.392

CÎMP ELECTRIC
STRUCTURA MESA INELARĂ
MODEL DE CALCUL

Costea, I. și *Dunca, T.* : **Distribuția cîmpului electric într-o structură MESA inelară P^+ NN^+, polarizată invers.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 257

Este analizată distribuția cîmpului electric într-o structură MESA inelară. Se folosește integrarea numerică cu calculatorul a ecuației Poisson în coordonate cilindrice.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA*“ *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)*, al *Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.)*. Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* — București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „*INFORMAȚIA*“, București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 7323. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.26

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS SZOLGÁLAT 1883

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.012.8 : 538.551.23

МЕТОД ТОПОЛОГИЧЕСКИЙ
ОСИ НЕНАПРАВЛЕННЫЕ
ЦЕПИ С УПРАВЛЯЕМЫМИ ИСТОЧНИКАМИ

Преда, М. и *Доробанцу, И.*: **Распространение топологического метода ненаправленных осей в цепях с любыми управляемыми источниками.**

E.E.A. **Electrotehnica 25,** nr. 6, aug 1977, стр. 229

Выводится новое топологическое правило, позволяющее определить распространение топологических формул с ненаправленными осями в обиходных электрических и электронных цепях с управляемыми источниками.

УДК 621.366 : 621.318.4

КАТУШКА КОМПЕНСАЦИОННАЯ
КОНСТРУКЦИЯ
ОСУЩЕСТВЛЕНИЕ

Меряну, А. и *Фэркэу, Н.*: **Относительно проектирования компенсационных катушек.**

E.E.A. **Electrotehnica 25,** nr. 6, aug 1977, стр. 235

Излагается исследование относительно компенсационных катушек с радиальным сердечником 21 МВар и 22 кВ.

УДК 621.335.1

ВАРИАТОР
ТЯГА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ

Мирон, Д.: **Соображения относительно технико-экономических вовлечений использования вариатора постоянного напряжения в схемах электрического привода трамвая.**

E.E.A. **Electrotehnica 25,** nr. 6, aug 1977, стр. 240

В работе исследован вариатор постоянного напряжения, использованный в схемах электрического привода трамвая и выявляются технические и экономические аспекты определяемые им.

УДК 621.372.3

АВТОМАТИЗАЦИЯ СЕКВЕНЦИАЛЬНАЯ
СИНТЕЗ
СЛУЧАЙНОСТЬ НЕПРЕРЫВНОСТИ

Алекса, М.: **Исключение случайности непрерывности в синтезе секвенциальной цепи с прямыми обратными связями, осуществлёнными при помощи логических цепей NAND.**

E.E.A. **Electrotehnica 25,** nr. 6, aug 1977, стр. 246

Указываются элементы необходимые для исключения возможной случайности непрерывности в синтезе секвенциальной цепи с прямыми обратными связями осуществлённой с помощью логических цепей с элементами статической коммутации.

УДК 621.743 : 422

ВЕЩЕСТВО СВЯЗЫВАЮЩЕЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ
ЗАМАЗКА ТЕРМОПЛАСТИЧЕСКАЯ
ЛИТЬЕ ГОРЯЧЕЕ ПОД ДАВЛЕНИЕМ

Хида, Г. и *Хида, Р.*: **Исследование влияния технологических связывающих веществ на качества замазок для керамической непластической цикониевой массы.**

E.E.A. **Electrotehnica 25,** nr. 6, aug 1977, стр. 252

Представляется влияние термопластических связывающих веществ на качества текучести и стабильности замазок использованных при фасонировании керамических изделий при горячем литьё под давлением.

УДК 621.3.013 : 517.392

МОДЕЛЬ ВЫЧИСЛЕНИЯ
ПОЛЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ
СТРУКТУРА МЕСА КОЛЬЦЕВАЯ

Костя, И. и *Дунка, Т.*: **Распределение электрического поля в Меса структуре $P^+ NN^+$, обратно поляризированной.**

E.E.A. **Electrotehnica 25,** nr. 6, aug 1977, стр. 257

Проанализировано распределение электрического поля в Меса кольцевой структуре. Использовано числовое интегрирование уравнения Пауссона в цилиндрических коцрдинатах с помощбю вычислителяной машиных.

INHALT

KD 621.3.012.8 : 538.55123

STROMKREISE MIT GESTEUERTEN QUELLEN
NICHTORIENTIERTE WELLEN
TOPOLOGISCHE METHODE

Preda, M. u. *Dorobanţu, I.*: **Die Ausdehnung der topologischen Methode der nichtorientierten Wellen auf Stromkreise mit geglicher Art gesteuerter Quellen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 6, Aug. 1977, S. 229

Die Arbeit beschreibt eine topologische Regel welche die Ausdehnung der topologischen Formeln mit nichtorientierten Wellen, auf die üblichen elektrischen und elektronischen Stromkreisen mit gesteuerten Quellen gestattet.

DK 621.366 : 621.318.4

AUSGLEICHSPULEN
AUFBAU
DURCHFÜHRUNG

Mereanu, A. u. *Fercău, N.*: **Einige Aspekte des Entwurfs von Ausgleichspulen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 6, Aug. 1977, S. 235

Es wird ein Studium über die Ausgleichspulen mit radialen Kern, für 21 MVAr und 22 KV, beschrieben.

DK 621.335.1

ELEKTRISCHER FABRBETRIEB
VARIATOR

Miron, D.: **Einige Betrachtungen über die technischen und wirtschaftlichen Auswirkungen der Verwendung des Gleichspannungs Variators für den elektrischen Antrieb von Strassenbahnen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 6, Aug. 1977, S. 240

Die Arbeit beschreibt dem Gleichspannungs — Variator der bei den elektrischen Antriebsschaltungen von Strassenbahnen verwendet wird; es werden dabei die technischen und wirtschaftlichen Aspekte die seine Anwendung bedingt, hervorgehoben.

DK 621.372.4

SEQUENZIELLE AUTOMATISIERUNGEN
SYNTHESE
STETIGKEITS-ZUFÄLLIGKEIT

Alexa, M.: **Die Ausschliessung der Stetigkeits-Zufälligkeit bei der Synthese eines sequentiellen Stromkreises mit direkten Rückwirkungen, der mit logischen NAND — Stromkreisen hergestellt wurde.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 5, Aug. 1977, S. 246

Es werden die notwendigen Elemente für die Ausschliessung einer eventuellen Stetigkeits-Zufälligkeit bei der Synthese eines sequentiellen Stromkreises mit direkten Rückwirkungen, der mit logischen Stromkreisen, mit Elementen statischer Umschaltung hergestellt wurde, beschrieben.

DK 621.743 : 422

THERMOPLASTISCHE BARBOTINEN
TECHNOLOGISCHE BINDEMITTEL
WARMDRUCKPRESSEN

Hida, G. u. *Hida R.* : **Die Untersuchung des Einflusses thermoplastischer Bindemittel auf die Eigenschaften der Barbotinen, für eine keramische, zirkoniumoxydhaltige, nichtplastische Masse.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 6, Aug. 1977, S. 252

Es wird der Einfluss der thermoplastischen Bindestoffe auf die Fliess-und Stabilitätseigenschaften der Barbotinen für die Ausformung der keramischen Werkstoffe durch Warmdruckpressen beschrieben.

DK 621.3.013 :517.392

ELEKTRISCHES FELD
RINGFÖRMIGE MESA-STRUKTUR
BERECHNUNGSMODELL

Costea S. u. *Dunka T.* : **Die Verteilung des elektrischen Feldes in einer ringförmigen MESA-Struktur P^+NN^+ mit entgegengesetzter Polarisierung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 6, Aug. 1977, S. 257

Es wird die Verteilung des elektrischen Feldes in einer ringförmingen MESA — Struktur untersucht. Es wird dazu die numerische Integration der Poisson — Gleichung mit Zylinderkoordinaten verwendet.

CONTENTS

DC 621.3.012.8 : 538.551.23

CONTROLLED SOURCES CIRCUITS
UNORIENTED TREES
TOPOLOGICAL METHOD

Preda, M. and *Dorobanțu, I.* : **The Unoriented Trees Topological Method Extension to Circuits with Any Controllep Sources.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** no. 6, august 1977, p. 229

A new topological rule is deduced which allows the unoriented trees topological formulae extension to the electric and electronic usual circuits Containing Controlled Sources.

DC 621.366 : 621.318.4

BUCKING COILS
CONSTRUCTION
ACHIEVEMENTS

Mereanu, A. and *Fercău, N.* : **Aspects Concerning the Bucking Coils Design.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** no. 6, august 1977, p. 235

A study is exposed concerning the bucking coils with radial 21 MVAr and 22 KV core.

DC 621.355.1

ELECTRIC TRACTION
VARIATOR

Miron, D. : **Considerations Regarding the Technical Economical Implications of the Continuous Voltage Variator Utilization in the Tramcar Electrical Driving Circuitry.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** no. 6, august 1977, p. 240

The work deels with the continuous voltage variator used in the tramcar electrical driving circuitry, bringing forward the technical and economical aspects it determines.

DC 621.372.4

SEQUENTIAL AUTOMATION
SYNTHESIS
CONTINUITY HAZARD

Alexa, K. : **The Continuity Hazard Elimination at a Sequential Circuit Synthesis with Direct Reactions, Achieved with NAND Logical Circuits.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** no. 6, august 1977, p. 246

There are indicated the necessary elements for the elimination of a probable continuity hazard at a sequential circuit synthesis with direct reactions accomplished with static commutations elements logical circuits.

DC 621.743 : 422

THERMOPLASTIC CASTING SLIPS
TECHNOLOGICAL BINDERS
HOT CASTING UNDER PRESSURE

Hida, G. and *Hida, R.* : **The study of the Technological Binders Effect upon the Casting Slips Properties for a Zirconium Nonplastical Clay Mass.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** no. 6, august 1977, p. 252

There is presented the thermoplastic binders influence upon the flowing and stability casting slips used in shaping the ceramic pieces by means of hot casting under pressure.

DC 621.3.013 : 517.392

ELECTRIC FIELD
RING SHAPED MESA STRUCTURE
CALCULATING MODEL

Costea, I. and *Dunca, T.* : **Electric Field Distribution in a Ring Shaped MESA Structure P^+ NN^+, Reverse Bias.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** no. 6, august 1977, p. 257

The electric field distribution is analysed in a ring shaped MESA structure. The digital computer integration of the Poisson ecuation in cylindrical coordinates is used.

SOMMAIRE

CD 621.3.012.8 : 538.551.23

CIRCUITS A SOURCES COMMANDEES
ARBRES NON-ORIENTES
METHODE TOPOLOGIQUE

Preda, M. et *Dorobanțu, I.* : **Extension de la méthode topologique des arbres non-orientés aux circuits ayant n'importe quel type de sources commandées.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 229

On déduit une nouvelle règle topologique qui permet l'extension des formules topologiques avec arbres non-orientés aux circuits électriques et électroniques usuels contenant des sources commandées.

CD 621.366 : 621.318

BOBINES DE COMPENSATION
CONSTRUCTION
REALISATIONS

Mereanu, A. et *Fercău, N.* : **Aspects concernant le développement des bobines de compensation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 235

On expose une étude sur les bobines de compensation à noyau radial de 21 MVAr et 22 kV.

CD 621.335.1

TRACTION ELECTRIQUE
VARIATEUR

Miron, D. : **Quelques considérations concernant les implications technico-économiques de l'utilisation du variateur de tension continue dans les schémas d'actionnement électrique du tramway.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 240

L'ouvrage traite du variateur de tension continue utilisé dans les schémas d'actionnement électrique du tramway, en faisant resortir les aspects techniques et économique qu'il détermine.

CD 621.372.4

AUTOMATISATIONS SÉQUENTIELLES
SYNTHESE
HASARD DE CONTINUITÉ

Alexa, M. : **Elimination du hasard de continuité à la synthèse d'un circuit séquentiel à reactions directes, réalisées à l'aide de circuits logiques NAND.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 246

On indique des éléments nécessaires à l'élimination d'un éventuel hasard de continuité à la synthèse d'un circuit séquentiel à réactions directes réalisé à l'aide de circuits logiques à éléments de commutation statique.

CD 621.743 : 422

BARBOTINES THERMOPLASTIQUES
LIANT TECHNOLOGIQUE
SUBSTANCE SUPERFICIELLE ACTIVE
COULEE À CHAUD SOUS PRESSION

Hida, S. et *Hida, R.* : **L'étude de l'influence des liants technologiques sur les propriétés des barbotines pour une masse céramique zirconifére frittée.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 252

On présente l'influence des liants thérmoplastiques sur les propriétés de fluage et de stabilité des barbotines utilisées au façonnage des pièces céramiques par coulée à chaud sous pression.

CD 621.3.013 : 517.392

CHAMP ÉLECTRIQUE
STRUCTURE MESA ANNULAIRE
MODÉLE DE CALCUL

Costea, I et *Dunca, T.* : **Distribution champ électrique dans une structure MESA annulaire P^+NN^+, polarisée inversement.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25,** nr. 6, august 1977, p. 257

On analyse la distribution du champ électrique dans une structure MESA annulaire. On utilise l'intégration numérique avec ordinateur de l'equation Poisson en coordonnées cylindriques.

CAMERA FEDERALĂ DE COMERȚ A AUSTRIEI ÎN COLABORARE CU CAMERA DE COMERȚ ȘI INDUSTRIE A REPUBLICII SOCIALISTE ROMÂNIA, ORGANIZEAZĂ ÎNTRE 3—7 OCTOMBRIE

SAPTAMINA TEHNICII AUSTRIECE

care se va desfăsura la hotelul INTERCONTINENTAL din București și în cadrul căreia vor fi prezentate următoarele conferinte din domeniul automaticii, electronicii și electrotehnicii :

4. Raționalizarea si automatizarea în tehnica de stantare și îndoire : 5.10.1977 — ora 14,00 — sala B.

6. Noi aparate pentru controlul firelor — vibroscopul și vibrodynul : 7.10.1977 — ora 11,30 — sala A,

12. Automate moderne de format prin injectie pentru prelucrarea materialelor termoplastice și termorigide, precum și a elastomerilor : 6.10.1977 — ora 12,30 — sala B

14. Dozare, măsurare și reglare în procesele tehnologice : 6.10.1977 — ora 10,30 — sala B

19. Armături acționate manual și automat pentru conducte energetice și tehnologice. Indicatoare de nivel pentru lichide și materiale IT : 3.10.1977 — ora 9,30 — sala B.

20. Raționalizarea, automatizarea și montarea cu olosirea unor mașini speciale : 5.10.1977 — ora 15,30 — sala B

21. Incercarea durității în producție — cazuri speciale de utilizare și automatizare : 3.10.1977 — ora 12,00 — sala B.

24. Trefilarea sîrmei cu lubrifiere hidrodinamică, sub acțiunea ultrasunetului : 5.10.1977 — ora 9,00 — sala A.

25. Sirme emailate — astăzi si mîine : 5.10.1977 - ora 12,00 — sala A.

27. Sortarea bușteni lor cu macaraua complet automatizată pentru sortarea bușteni lor și cu ajutorul cabinei de ridicare și coborîre în cazul macaralelor cu portal : 7.10.1977 — ora 13,00 — sala A

29. Alegerea materialelor pentru contacte, folosite pentru relee de comandă moderne . 5.10.1977 — ora 9,00 — sala B.

33. Aparate și echipamente pentru reglarea presiunii și distribuția gazelor. Noutăți în domeniul instalațiilor de măsurare și reglare : 5.10.1977 — ora 12,30 — sala B.

36. Noile evoluții în sectorul de perforatoare și aer comprimat : 4.10.1977 — ora 11,00 — sala A.

40. Procedee moderne de fosfatare pentru deformarea la rece, în special, procedee moderne de prelucrare prin trecere pentru linia de patentare . 5.10.1977 — ora 10,30 — sala A

41. Instalații de cuptoare industriale cu funcționare continuă pentru îmbunătățire, călire, recoacere și sinterizare : 4.10.1977 — ora 15,30 — sala B.

43. Conectoare coaxiale moderne, de tipul fișă — priză, miniaturizate și subminiaturizate pentru aparate și instalații electronice : 5.10.1977 — ora 13.30 — sala A.

Invitațiile de participare la simpozioane se pot solicita (arătînd numai indicativul conferinței și numărul de invitații) la PUBLICOM bd. N. Bălcescu nr, 22,70122—București—telefon 15.47.07 interior 93 sau 97 telex 011—374.

PUBLICOM

CZ 621.3.012.8 : 538.551.23

CIRCUITE CU SURSE COMANDATE
ARBORI NEORIENTAȚI
METODA TOPOLOGICĂ

Extinderea metodei topologice a arborilor neorientați la circuite cu orice fel de surse comandate

MARIUS PREDA și IOANA DOROBANȚU* — BUCUREȘTI

1. Formulă topologică generală și unitară pentru circuite cu surse de curent comandate de tensiune

În lucrarea [1] s-a dedus formula topologică și unitară:

$$F_{ei} = -\frac{T_1}{T_p}, \qquad (1)$$

care exprimă în formă operațională orice funcție de rețea de la poarta de intrare i la poarta de ieșire e a oricărui circuit multiport C, care admite scheme echivalente ce conțin ca surse dependente exclusiv surse de curent comandate de tensiune. În această formulă T_1 reprezintă suma valorilor algebrice în admitanță ale perechilor de arbori comuni în graful G al circuitului, ce conțin latura activă de transmitanță 1 atașată diportului intrare-ieșire al circuitului (fig. 1 *a*, *b*, *c*, *d*). T_p este suma valorilor perechilor de arbori comuni ai grafului G_p al circuitului C_p cu sursele atașate porților de intrare și de ieșire pasivizate corespunzător (fig. 1 *a*, *b*, *c*, *d*), adică pasivizate conform funcției de rețea cerute.

În cele ce urmează pentru a extinde formula topologică (1) și la alte circuite decît cele pentru care a fost demonstrată în lucrarea [1] se introduc noi notații și interpretări referitoare la pasivizare și determinarea arborilor comuni. Graful G al circuitului C conține prin definiție:

1 — cîte o latură neorientată de transmitanță egală cu admitanța Y pentru fiecare dipol pasiv;

2 — pentru fiecare sursă de curent comandată de tensiune $J_c = Y_{cC}U_C$, cîte două laturi de transmitanță Y_{cC}: latura comandată cu indicele $c(Y_{cC,c})$ și latura de comandă cu indicele $C(Y_{cC,C})$ poziționate și orientate în graf ca în figura 2 *b*;

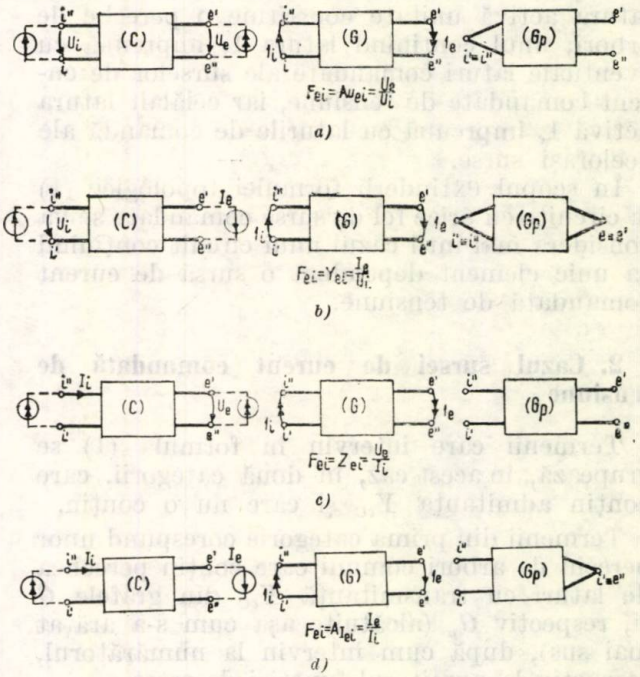


Fig. 1. Laturile din graf corespunzătoare diportului intrare-ieșire la calculul diferitelor funcții de rețea; modul de obținere a grafului (G_p) cu porțile de intrare și ieșire pasivizate corespunzător funcției de rețea cerute.

3 — o pereche de laturi cu transmitanță egală cu 1, 1_i la poarta de intrare i și 1_e la poarta de ieșire e, orientate ca în figura 1 *a*, *b*, *c*, *d*. Laturilor cu transmitanțe unitare 1_i și 1_e din graful G li se atașează o săgeată sau două, după cum pasivizarea sursei atașate porții la

* Dr. ing. *Marius Preda* este profesor, iar dr. ing. *Ioana Dorobanțu* — asistent la Institutul politehnic — București.

obținerea circuitului C_p se face prin scurtcircuitarea bornelor acesteia (cazul sursei de tensiune), respectiv prin lăsarea lor în gol (cazul sursei de curent) (fig. 1 *a*, *b*, *c*, *d*).

O pereche de arbori comuni este o pereche de arbori care corespund la aceleași elemente

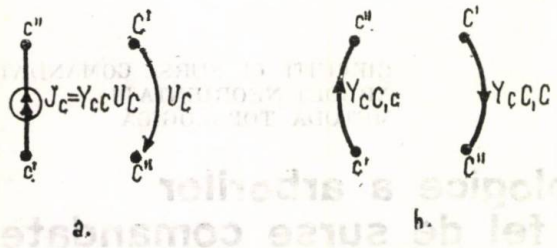


Fig. 2. Sursa de curent comandată de tensiune (*a*). Graful corespunzător (*b*).

ale circuitului, unul dintre arborii perechii fiind format din laturile de comandă, iar celălalt din laturile comandate ale aceloraşi surse (la un dipol pasiv latura comandată şi latura de comandă sînt confundate).

O pereche de arbori comuni care conține latura activă unitate constituie o pereche de arbori, unul conținînd latura 1_i împreună cu eventuale laturi comandate ale surselor de curent comandate de tensiune, iar celălalt latura activă 1_e împreună cu laturile de comandă ale aceloraşi surse.

În scopul extinderii formulei topologice (1) la circuite cu orice fel de surse comandate se va considera mai întîi cazul unui circuit conținînd ca unic element dependent o sursă de curent comandată de tensiune.

2. Cazul sursei de curent comandată de tensiune

Termenii care intervin în formula (1) se grupează, în acest caz, în două categorii, care conțin admitanța Y_{cC} şi care nu o conțin.

Termenii din prima categorie corespund unor perechi de arbori comuni care conțin perechea de laturi cu transmitanță Y_{cC} din grafele G şi, respectiv G_p (alcătuite aşa cum s-a arătat mai sus), după cum intervin la numărătorul, respectiv la numitorul funcției de rețea.

Termenii din a doua categorie sînt arborii grafului circuitului obținut din circuitul inițial prin pasivizarea sursei comandate : prin lăsarea în gol atît a nodurilor c' şi c'' ale sursei de curent, cît şi a nodurilor C' şi C'' ale tensiunii de comandă de mers în gol (fig. 3 *b*). Laturilor din graf cu pondere $Y_{cC,c}$ şi $Y_{cC,C}$ li se asociază cîte două săgeți corespunzătoare sursei de curent, respectiv mărimii J_C complementară mărimii de comandă U_C (fig. 3*a*). Această regulă de asociere a săgeților este utilă pentru a indica în graf cum se modifică acesta cînd sursa comandată se pasivizează (laturile cu două săgeți se elimină prin gol, laturile cu o săgeată se elimină prin scurtcircuit).

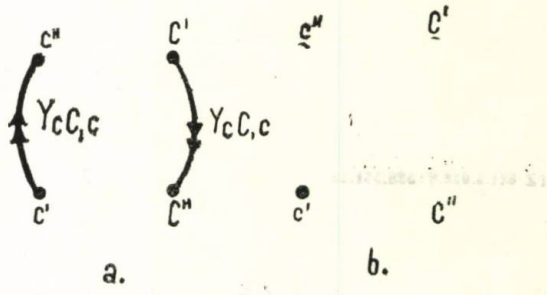


Fig. 3. Graful sursei de curent comandate de tensiune utilizat la determinarea perechilor de arbori comuni ce conțin perechea de laturi active corespunzătoare sursei (*a*). Modul de pasivizare a sursei în vederea determinării perechilor de arbori comuni care nu conțin laturile acesteia (*b*).

3. Cazul sursei de curent comandată de curent

Se consideră sursa de curent comandată de curent reprezentată în figura 4 *a*, definită prin ecuațiile :

$$U_C = 0\,;\; J_c = \alpha_{cC} I_C. \tag{2}$$

Dacă se modifică circuitul adăugîndu-se în serie cu latura de comandă un element pasiv auxiliar, avînd admitanța finită Y_C, astfel încît $I'_C = Y_C U'_C$, sursa dependentă se poate exprima ca o sursă de curent comandată de tensiunea U'_C prin intermediul admitanței $\alpha_{cC} Y_C$ (fig. 4 *b*).

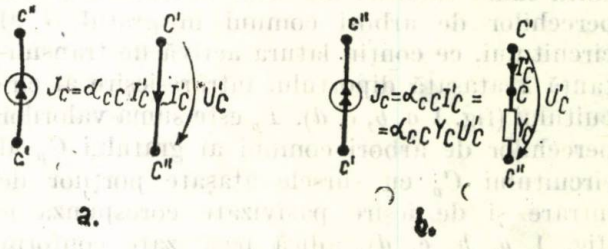


Fig. 4. Sursa de curent comandată de curent (*a*). Completarea acesteia în vederea obținerii unei surse de curent comandată de tensiune (*b*).

Graful corespunzător circuitului din figura 4 *b*, este cel din figura 5 *a*.

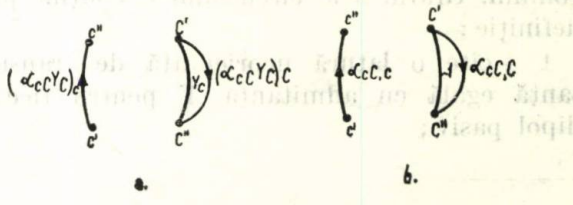


Fig. 5. Grafe auxiliare utilizate în demonstrație.

La limită cînd $Y_C \to \infty$ circuitul din figura 4*b*, tinde către cel considerat inițial.

Funcțiile de rețea sînt rapoarte ale determinantului sistemului și ale complementților algebrici care sînt liniari în Y_C (ca de altfel în orice admitanță), astfel că laturile de transmitanțe Y_C și $\alpha_{cC}\ Y_C$ nu pot aparține acelecași perechi de arbori comuni (fapt evident și din considerente pur topologice, laturile din graf cu ponderile Y_c și $(\alpha_{cC} Y_C)_C$ formînd o buclă).

Trecînd la limită pentru $Y_C \to \infty$ în expresia funcției de rețea rămîn numai acei termeni care-l conțin pe Y_C ca factor (acesta simplificîndu-se). Ca urmare, graful sursei de curent comandate de curent, considerată inițial, va fi cel din figura 5*b*, în care apar laturile cu transmitanțe adimensionale 1 și α_{cC}, perechile de arbori comuni care intervin în formula topologică (1) trebuind să conțină cîte una și numai una dintre aceste laturi.

Astfel, perechile de arbori comuni căutate se împart în două categorii, care conțin perechea de laturi active de transmitanță α_{cC} și latura pasivă de transmitanță 1.

Perechile de arbori comuni din prima categorie se determină dintr-un graf alcătuit ca pentru o sursă de curent comandată de tensiune, figura 6*a*, perechea de laturi active avînd de această dată transmitanța α_{cC} și luîndu-le numai pe acelea care conțin perechea de laturi active α_{cC}.

Perechile de arbori comuni ce conțin latura pasivă cu transmitanță unitară, care, evident, poate fi înlocuită printr-un scurtcircuit al nodurilor de comandă, sînt totodată arborii gra-

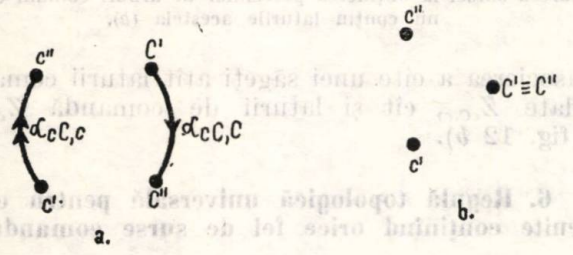


Fig. 6. Graful sursei de curent comandate de nu curent utilizat la determinarea perechilor de arbori comuni ce conțin perechea de laturi corespunzătoare sursei (*a*). Modul de pasivizare a sursei în vederea obținerii perechilor de arbori comuni care nu conțin laturile acesteia (*b*).

fului circuitului cu sursa de curent comandată de curent, pasivizată corespunzător: bornele sursei de curent, c', c'', lăsate în gol, iar bornele mărimii de comandă C', C'', scurtcircuitate (fig. 6 *b*). Modul de pasivizare al sursei dependente considerate poate fi pus în evidență în graf prin asocierea de una, respectiv de două săgeți, laturilor de transmitanță $\alpha_{cC,C}$ și $\alpha_{cC,c}$ (fig. 6 *a*).

4. Cazul sursei de tensiune comandată de tensiune

Se consideră sursa de tensiune comandată de tensiune din figura 7*a*, definită prin ecuațiile:

$$I_C = 0, \quad E_c = \beta_{cC} U_C. \tag{3}$$

Dacă în serie cu sursa de tensiune comandată E_c se introduce admitanța auxiliară Y_c de valoare finită, se obține circuitul din figura 7*b*, a cărui schemă echivalentă cu sursa de curent comandată de tensiune este cea din figura 7*c*.

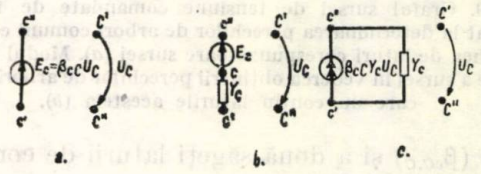


Fig. 7. Sursa de tensiune comandată de tensiune.

Graful corespunzător circuitului din figura 7*c* este cel din figura 8*a*.

Trecînd la limită pentru $Y_c \to \infty$ și ținînd seamă de liniaritatea circuitului (ca și de faptul că laturile de transmitanțe $(\beta_{cC}\ Y_c)_c$ și Y_c formează o buclă) pentru sursa de tensiune comandată de tensiune, se obține graful din figura 8*b*, alcătuit dintr-o latură pasivă avînd transmitanța egală cu unitatea și o pereche de laturi active cu transmitanța β_{cC}, perechile de arbori comuni care intervin în formula topologică (1) trebuind să conțină cîte una și numai una dintre aceste laturi.

Perechile de arbori comuni care-l conțin pe β_{cC} pot fi determinate din graful din figura 9*a*, alcătuit la fel ca pentru o sursă de curent comandată de tensiune, cu deosebirea că în locul lui Y_{cC} apare β_{cC}, luînd numai acele perechi de arbori comuni care conțin perechea de laturi de transmitanță β_{cC}.

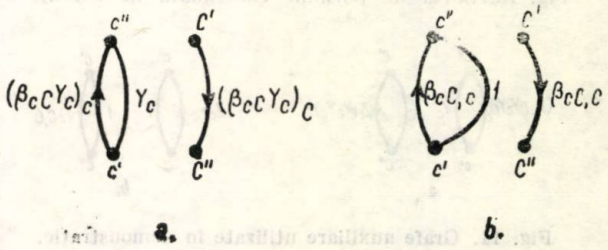


Fig. 8. Grafe auxiliare utilizate în demonstrație.

Perechile de arbori comuni care conțin latura pasivă cu transmitanță egală cu unitatea (ce poate fi înlocuită printr-un scurtcircuit) sînt arborii grafului corespunzător circuitului cu sursa de tensiune comandată de tensiune, pasivizată corespunzător: scurtcircuit al nodu-

rilor sursei de tensiune şi lăsare în gol a nodurilor tensiunii de comandă (fig. 9*b*).

Modul de pasivizare a sursei comandate este indicat prin ataşarea unei săgeţi laturii comandate ($\beta_{cC,c}$) şi a două săgeţi laturii de comandă ($\beta_{cc,c}$) (fig. 9*a*).

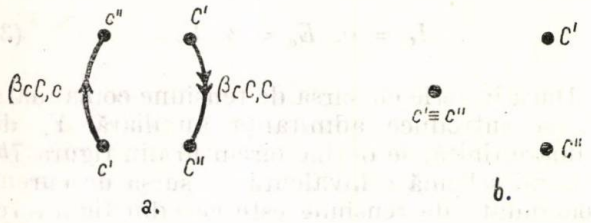


Fig. 9. Graful sursei de tensiune comandate de tensiune utilizat la determinarea perechilor de arbori comuni ce conţin perechea de laturi corespunzătoare sursei (*a*). Modul de pasivizare a sursei în vederea obţinerii perechilor de arbori comuni care nu conţin laturile acesteia (*b*).

5. Cazul sursei de tensiune comandată de curent

Se consideră sursa de tensiune comandată de curent reprezentată în figura 10*a*, definită prin ecuaţiile:

$$U_C = 0, \quad E_c = Z_{cC} I_C. \tag{4}$$

Completînd circuitul cu admitanţele auxiliare Y_c şi Y_C ca în figura 10*b*, sursa de tensiune poate fi transfigurată în sursă de curent ca în figura 10*c*.

Graful circuitului din figura 10*c*, este cel reprezentat în figura 11*a*.

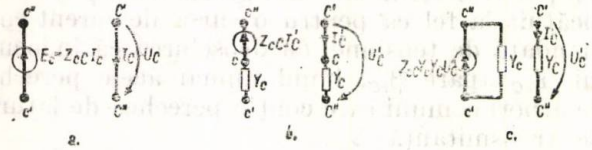


Fig. 10. Sursa de tensiune comandată de curent.

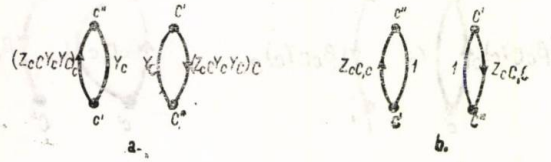


Fig. 11. Grafe auxiliare utilizate în demonstraţie.

Perechile de arbori comuni care intervin în formula topologică (1), valabilă pentru calculul oricărei funcţii de reţea a circuitului din figura 10*c*, pot conţine fie perechea de laturi active cu transmitanţa $Z_{cC} Y_c Y_C$, fie cîte una sau ambele laturi pasive de transmitanţe Y_c şi Y_C, celelalte combinaţii de laturi conducînd la bucle în graf.

Trecînd la limită pentru $Y_c \to \infty$ şi $Y_C \to \infty$, circuitul din figura 10*b*, deci şi cel echivalent cu el din figura 10*c*, tinde către circuitul iniţial, iar în expresia formulei topologice rămîn numai acei termeni care conţin ca factor produsul $Y_c Y_C$.

Ca urmare, pentru sursa de tensiune comandată de curent se obţine graful din figura 11*b*, perechile de arbori comuni care intervin în formula topologică (1) trebuind să conţină fie perechea de laturi active cu transmitanţa Z_{cC}, fie ambele laturi pasive cu pondere unitară.

Alcătuind graful din figura 12 *a*, ca pentru o sursă de curent comandată de tensiune, avînd însă ca transmitanţă impedanţa Z_{cC} şi luînd numai perechile de arbori comuni, care conţin perechea de laturi active de transmitanţă Z_{cC}, se obţin perechile de arbori comuni din prima categorie.

Arborii care conţin ambele laturi pasive unitare sînt arbori ai grafului circuitului cu sursa de tensiune comandată de curent pasivizată corespunzător (fig. 12 *b*).

Modul de pasivizare a sursei comandate (scurtcircuit la ambele porţi) s-a indicat prin

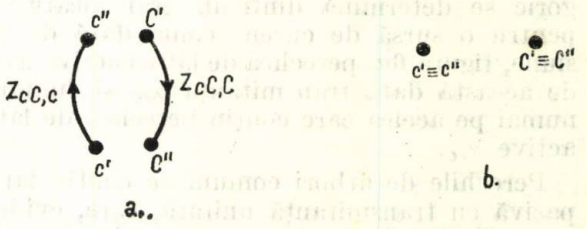


Fig. 12. Graful sursei de tensiune comandate de curent utilizat la determinarea perechilor de arbori comuni care conţin perechea de laturi active a sursei (*a*). Modul de pasivizare a sursei la obţinerea perechilor de arbori comuni care nu conţin laturile acesteia (*b*).

asocierea a cîte unei săgeţi atît laturii comandate $Z_{cC,c}$, cît şi laturii de comandă $Z_{cC,C}$ (fig. 12 *b*).

6. Regulă topologică universală pentru circuite conţinînd orice fel de surse comandate

Fie un circuit cu un număr oarecare de surse comandate de orice tip:

$$M_e = k M_C, \tag{5}$$

pentru care se determină o funcţie de reţea oarecare (în formă operaţională):

$$F_{ei} = \frac{M_e}{M_i};$$

precum şi grafele corespunzătoare acestuia G şi G_p în care fiecărui element diport, inclusiv diportului intrare-ieşire (fig. 13 *a*, *c*) îi corespunde o pereche de laturi active (fig. 13*b*, *d*)

de transmitanţă k, respectiv 1, în cazul lui G_p diportul intrare-ieşire avînd sursele ataşate pasivizate corespunzător.

În figura 13*a*, *c*, sensul săgeţii de la bornele comandate, respectiv de la bornele de intrare, indică sensul sursei comandate, respectiv al sursei independente ataşate porţii de intrare.

Din cazurile studiate mai sus rezultă că termenii care intervin în formula topologică (1) pot conţine sau nu perechea de laturi de transmitanţă k corespunzătoare oricăreia dintre surse.

Laturile de comandă sînt pasivizate corespunzător mărimii complementare celei de

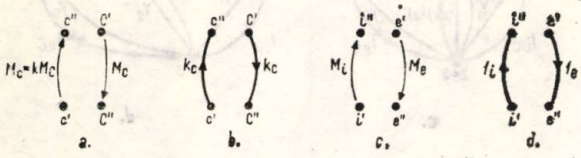


Fig. 13. Laturile din graf corespunzătoare surselor comandate (*a*), (*b*) şi diportului intrare-ieşire (*c*), (*d*).

comandă, prin gol, respectiv scurtcircuit, după cum mărimea de comandă este o tensiune, respectiv un curent (sursele pasivizate sînt asociate mărimilor complementare mărimilor de comandă). Laturile comandate sînt eliminate prin gol, respectiv prin scurtcircuit, după cum corespund unor tensiuni (electromotoare), respectiv curenţi (sursele mărimilor comandate pasivizate corespunzător).

În concluzie, în cazul general al circuitului cu orice fel de surse comandate, termenii din formula topologică (1) se obţin determinînd în circuitul dat perechile de arbori comuni, conform următoarei reguli:

a. Se consideră toate combinaţiile posibile de surse (cu laturi conţinute şi neconţinute). Notînd cu n numărul surselor comandate din circuit, se obţin 2^n combinaţii posibile.

b. Pentru fiecare combinaţie de la punctul *a* se pasivizează corespunzător sursele cu laturi neconţinute şi se caută în graful circuitului astfel obţinut (în total $2 \cdot 2^n$ grafe: G, G', G'' ...; G_p, $G_{p'}$, $G_{p''}$ ...), perechile de arbori comuni care conţin cîte o latură comandată, respectiv latură de comandă de la fiecare sursă conţinută.

Cu această regulă de determinare a perechilor de arbori comuni, formula (1), deşi îşi păstrează forma, capătă un caracter universal, putînd fi aplicată la circuite cu orice fel de surse comandate.

7. Aplicaţii

1. Se consideră etajul de amplificare cu circuit de corecţie la frecvenţe joase, din figura 14*a*. Neglijînd efectul rezistenţei R_2 a divizorului de polarizare a bazei ($R_2 \gg R_1$), schema echivalentă cu sursă de curent comandată de curent a circuitului considerat este cea din figura 14*b*.

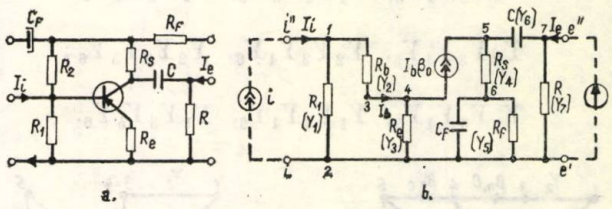


Fig. 14. Etaj de amplificare cu circuit de corecţie la frecvenţe joase (*a*). Schema echivalentă cu sursa de curent comandată de curent (*b*).

Funcţia de reţea cerută este amplificarea în curent:

$$A_I = \frac{I_e}{I_i}.$$

Graful G al circuitului, din care se deduc termenii lui T_1 care-l conţin pe β_0, este reprezentat în figura 15*a*.

Perechile de arbori comuni ce conţin atît perechea de laturi active de transmitanţă 1

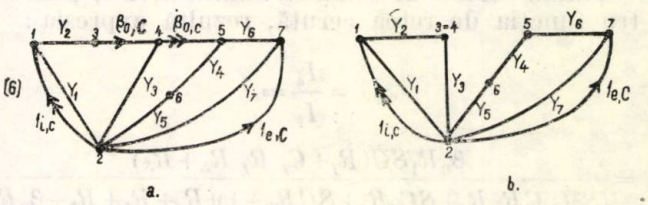


Fig. 15. Grafe (G) de calcul.

($1_{t,c}$, $1_{e,c}$), ataşate diportului intrare-ieşire, cît şi perechea de laturi active cu transmitanţă $\beta_0(\beta_{0,c}, \beta_{0,c})$ sînt:

$$1\,\beta_0 Y_2 Y_4 Y_6 Y_3, \qquad 1\,\beta_0 Y_2 Y_5 Y_6 Y_3.$$

Pasivizînd sursa comandată (în graf $\beta_{0,c}$ în scurt şi $\beta_{0,c}$ în gol), se obţine graful G' din figura 15 *b*, din care se observă că nu se obţine nici un termen pentru T_1.

Calculînd semnul termenilor cu unul dintre algoritmele cunoscute [2], [3], se obţine:

$$T_1 = \beta_0(Y_2 Y_3 Y_4 Y_6 + Y_2 Y_3 Y_5 Y_6).$$

Graful G_p al circuitului este cel reprezentat în figura 16 *a*.

Perechile de arbori comuni, care conţin laturile sursei β_0, sînt:

$$\beta_0 Y_1 Y_2 Y_4 Y_5, \quad \beta_0 Y_1 Y_2 Y_5 Y_6, \quad \beta_0 Y_1 Y_2 Y_4 Y_6.$$

Perechile de arbori comuni ai lui T_p, care nu-l conţin pe β_0, se determină din gaful G'_p,

obținut din G_p prin pasivizarea corespunzătoare a sursei comandate (fig. 16*b*) :

$$Y_1Y_2Y_4Y_5,\ Y_1Y_2Y_5Y_6,\ Y_1Y_2Y_4Y_6;$$

$$Y_2Y_3Y_4Y_5,\ Y_2Y_3Y_4Y_6,\ Y_2Y_3Y_5Y_6;$$

$$Y_1Y_3Y_4Y_5,\ Y_1Y_3Y_4Y_6,\ Y_1Y_3Y_5Y_6.$$

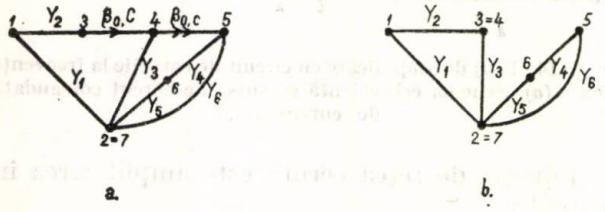


Fig. 16. Grafe (G_p) de calcul.

Calculînd ca și mai sus semnul termenilor de la numitor, se obține :

$$T_p = (Y_1Y_2 + Y_2Y_3 + Y_1Y_3)(Y_4Y_5 + Y_5Y_6 + Y_4Y_6) - \beta_0 Y_1Y_2(Y_4Y_5 + Y_5Y_6 + Y_4Y_6).$$

Ținînd seama de valorile admitanțelor, pentru funcția de rețea cerută, rezultă expresia :

$$A_I = \frac{I_e}{I_i} = \frac{\beta_0 R_1 SC(R_f + C_f R_f R_S + R_S)}{(S^2 C_f C R_S R_f + SC_f R_f + SCR_S + 1)(R_e + R_1 + R_b - \beta_0 R_e)}.$$

2. Se consideră circuitul din figura 17 cu două surse de tensiune comandate de tensiune,

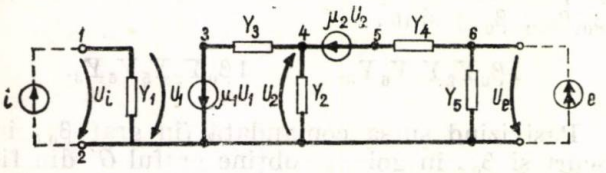


Fig. 17. Circuit cu două surse de tensiune comandate de tensiune.

pentru care se determină amplificarea în tensiune :

$$A_U = \frac{U_e}{U_i}.$$

Graful G al circuitului este reprezentat în figura 18*a*.

Perechile de arbori comuni care conțin latura unitate ($1_{i,c}$, $1_{e,c}$), cît și ambele laturi active μ_1 și μ_2 numai pe μ_1 sau numai pe μ_2, sau nici pe μ_1 nici pe μ_2, se determină respectiv din grafele G, G', G'', G''' din figura 18 *a*, *b*, *c*, *d*.

Rezultă :

$$T_1 = \mu_1\mu_2 Y_3Y_4 + \mu_1 Y_3Y_4.$$

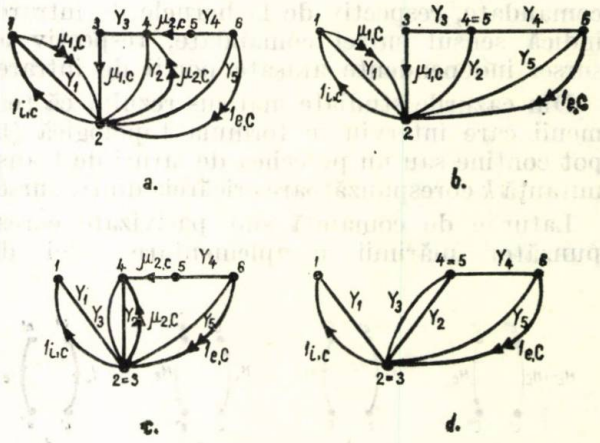


Fig. 18. Grafe (G) de calcul.

Graful G_p cu diportul intrare-ieșire pasivizat corespunzător este cel din figura 19 *a*. Deoarece latura de comandă de transmitanță $\mu_{1,C}$ formează o buclă proprie, nu există perechi de arbori în G_p care să-l conțină pe μ_1.

Termenii de la numitor care conțin pe μ_2, sau nu conțin una dintre laturile active ale surselor comandate, se determină respectiv din grafele G'_p, G''_p din figura 19*b* și *c*.

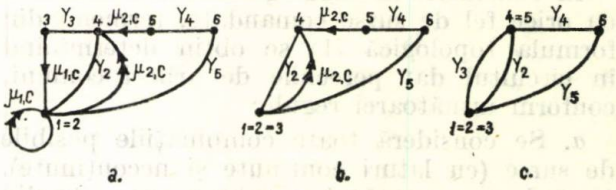


Fig. 19. Grafe (G_p) de calcul.

Rezultă :

$$T_p = Y_2Y_4 + Y_2Y_5 + Y_3Y_4 + Y_3Y_5 + Y_4Y_5 + \mu_2 Y_4Y_5,$$

astfel funcția de rețea cerută fiind determinată.

Concluzii

În lucrare s-a dedus o regulă topologică denumită universală, deoarece permite extinderea formulelor topologice cunoscute, bazate pe metoda arborilor neorientați (de tip Coates-Mayeda) la circuite electrice și electronice cu orice fel de surse comandate.

Regula dedusă se bazează pe pasivizarea corespunzătoare a surselor comandate, ale căror laturi active nu intervin în perechile de arbori comuni şi pe găsirea perechilor de arbori comuni ai grafelor corespunzătoare tuturor combinaţiilor de surse (cu laturi conţinute şi neconţinute) din circuit.

Rezultatele obţinute în cazul surselor comandate pot fi extinse mai departe la circuite electronice cu orice fel de constrîngeri ideale pentru analiza bazată pe ecuaţiile potenţialelor nodurilor : transformatoare ideale, convertoare de impedanţă negativă, nulori etc.

Bibliografie

[1] *Preda, M.* şi *Dorobanţu, I.* Formule topologice generale şi unitare pentru transmitanţele circuitelor multiport cu surse comandate. In : St. şi cerc. energ. electr. tom **23**, nr. 2, 1973.

[2] *Preda, M.* A simplified way of determining the sign, of commen tree values in current and voltage graphs. In : Rev. Roum. Sci. Techn., Electrot. et Energ., vol **19**, Bucarest, 1974.

[3] *Preda, M.* şi *Cristea, P.* Analiza şi sinteza circuitelor electrice. Bucureşti, Ed. tehnică, 1968.

[4] *Coateş, C. L.* General topological formulas for linear network functions. In : Trans. Inst. Radio. Engrs, vol. CT—**5**, march, 1958.

[5] *Mayeda, W.* Topological formulas for active networks. Inst. Techn, sept. 8, University of Illionis, ian, 1958.

Intrat în redacţie la 11.III.1977

CZ 621.366 : 621.318.4

BOBINE DE COMPENSARE
CONSTRUCŢIE
REALIZĂRI

Aspecte privind proiectarea bobinelor de compensare

ADRIAN MEREANU şi NICOLAE FERCĂU* — BUCUREŞTI

Introducere

În sistemele energetice, producerea unei energii reactive capacitive, datorită funcţionării în gol sau în sarcină redusă a liniilor electrice, dă naştere la fenomene nedorite pentru o exploatare normală (supratensiuni, scăderea factorului de putere). În această situaţie s-a ridicat problema compensării reactanţei capacitive a liniei. Rezolvarea ei s-a făcut prin instalarea în anumite puncte ale reţelei, fie a unor compensatoare sincrone, fie a unor bobine de reactanţă.

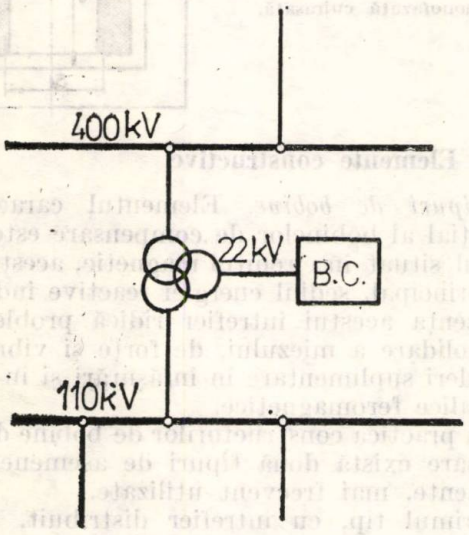


Fig. 1. Conectarea bobinei de compensare prin terţialul unui transformator.

Se vor analiza în cele ce urmează bobinele de compensare (reactoare şunt). Aceste bobine se cuplează ca sarcină paralelă pe liniile electrice, fie direct, fie prin terţiarele transformatoarelor (figura 1).

Pe plan mondial s-au realizat bobine de compensare atît în varianta monofazată, cît şi în varianta trifazată. Domeniul de puteri cuprinde valori de la 15 MVAr, pînă la 200 MVAr, puterile cele mai des întîlnite fiind cele de 50 şi 100 MVAr. Se construiesc bobine de compensare pentru tensiunile de 10,5 kV, 22 kV, 110 kV, 220 kV, 400 kV, unele firme realizînd construcţii pentru $765/\sqrt{3}$ kV.

1. Elemente de proiectare. Puterea şi reactanţa bobinei

Rolul bobinei fiind acela de a acumula o energie inductivă, se va analiza formula densităţii energiei acumulate în cîmpul magnetic :

$$w_m = \frac{B \cdot H}{2} = \frac{B^2}{2\mu_0\mu_r}.$$

Se constată că densitatea de energie este invers proporţională cu permeabilitatea rela-

* Ing. *Mereanu A.* este cercetător ştiinţific principal, iar *Fercău N.* este inginer în cadrul Laboratorului de maşini electrice speciale — ICPE, Bucureşti.

tivă a mediului parcurs de liniile cîmpului magnetic. Ca atare, densitatea de energie, la aceeași valoare a inducției, este mult mai mare în aer decît în fier. Prin urmare, pentru realizarea puterii reactive cerute bobinei de compensare este necesar ca circuitul magnetic al acesteia să aibă spații de aer în care se acumulează energia reactivă. Este evident că aceste întrefieruri pot fi realizate cu diverse materiale nemagnetice.

Avînd în vedere că factorul de putere al bobinelor de compensare este, în general, de ordinul a 0,002...0,004, în cele ce urmează se va lua în considerație doar reactanța bobinei.

Inductivitatea unei bobine avînd N spire este:

$$L = \frac{N^2}{R_m};$$

Reluctanța circuitului magnetic al bobinei, avînd miez de fier, cu întrefierul din figura 2 este:

$$R_m = R_{mfe} + R_{m\delta} = \frac{l_{Fe}}{\mu_0 \mu_r S_{Fe}} + \frac{\delta}{\mu_0 S_\delta},$$

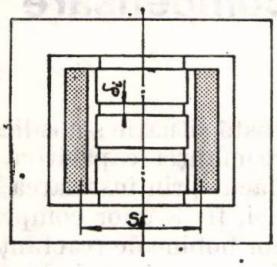


Fig. 2. Bobină de compensare monofazată, în manta.

unde: $\delta = \sum_{i=1}^{n} \delta_i$ este întrefierul total.

Deoarece: $\frac{\delta}{\mu_0} \gg \frac{l_{Fe}}{\mu_0 \mu_r}$, $R_m \simeq R_{m\delta}$, inductivitatea este:

$$L = \mu_0 \frac{N^2 S_\delta}{\delta}.$$

Aplicînd legea circuitului magnetic avem:

$$NI = H_{Fe} l_{Fe} + H_\delta \delta = \frac{B}{\mu_0 \mu_r} l_{Fe} + \frac{B}{\mu_0} \delta =$$

$$= \frac{B_m}{\sqrt{2}} \left(\frac{l_{Fe}}{\mu_0 \mu_r} + \frac{\delta}{\mu_0} \right),$$

cu aproximarea făcută mai sus:

$$NI = \frac{B_m}{\sqrt{2}} \frac{\delta}{\mu_0},$$

unde: $B_m = \mu_0 \frac{NI\sqrt{2}}{\delta}$ este inducția maximă.

Puterea reactivă a bobinei, pe fază, este:

$$Q = XI^2 = \frac{U^2}{X}.$$

Înlocuind în această formulă valorile lui U și X cu expresiile,

$$U = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} fNB_m S, \qquad X = 2\pi fL,$$

rezultă:

$$Q = \frac{\pi f B_m^2 S_\delta \delta}{\mu_0} = \frac{B_m^2 \omega}{2\mu_0} V,$$

V — fiind volumul total al întrefierurilor.

Formulele sînt valabile și în cazul în care fierul este complet exclus din interiorul bobinei, rămînînd numai jugurile cu rol de ecranare (fig. 3).

Forța magnetică. Forța de atracție electromagnetică care acționează asupra miezului de fier se determină din expresia energiei magnetice în întrefieruri, prin derivare în raport cu δ:

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} \mu_0 \frac{N^2 S}{\delta} \delta \frac{B_m^2 \delta^2}{\mu_0^2 N^2} = \frac{B_m^2 \delta S_\delta}{2\mu_0},$$

$$F = \left(\frac{\partial W_m}{\partial \delta} \right)_{B_m = ct} = \frac{B_m^2 S_\delta}{2\mu_0} \frac{Q}{\omega \delta}.$$

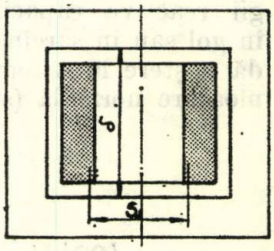


Fig. 3. Bobina de compensare monofazată cuirasată.

2. Elemente constructive

Tipuri de bobine. Elementul caracteristic esențial al bobinelor de compensare este întrefierul situat în circuitul magnetic, acesta fiind, în principal, sediul energiei reactive inductive. Prezența acestui întrefier ridică probleme de consolidare a miezului, de forțe și vibrații de pierderi suplimentare în înfășurări și în piesele metalice feromagnetice.

În practica constructorilor de bobine de compensare există două tipuri de asemenea echipamente, mai frecvent utilizate.

Primul tip, cu întrefier distribuit, are un aspect geometric asemănător cu transformatorul, avînd un miez magnetic constituit din coloană și juguri. În jurul coloanei se află dispus bobinajul. Deosebirea constă în faptul că miezul are coloana pe care este plasată bobina, realizată cu segmente de coloană alternate cu

spații de aer (întrefieruri). Construcția este realizată atît în varianta monofazată (fig. 2 și 4) cît și în varianta trifazată (fig. 5).

Cel de al doilea tip de bobină, denumită „cuirasată" nu are coloană de fier, ci doar juguri realizate din tole formînd o ramă în

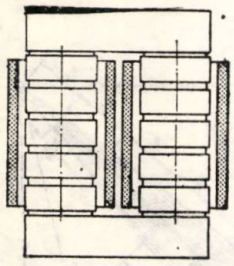


Fig. 4. Bobina de compensare monofazată cu două coloane.

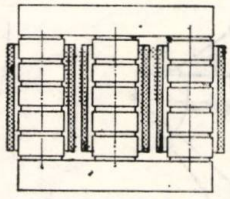


Fig. 5. Bobină de compensare trifazată.

jurul bobinei. Construcția poate fi monofazată sau trifazată (fig. 6). Întrefierul în această variantă e constituit de întreg volumul de aer din interiorul bobinei pînă la juguri.

Miezul magnetic. Bobinele de compensare cu miez magnetic și întrefieruri distribuite s-au construit, la început, cu miezul magnetic, inclusiv segmentele de coloană din tole dispuse paralel, ca la transformatoare (fig. 7).

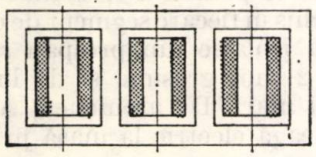


Fig. 6. Bobină de compensare trifazată cuirasată.

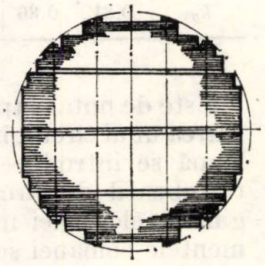


Fig. 7. Secțiune în miezul cu tole paralele.

Segmentele de coloană sînt realizate în trepte, pachetele de tole fiind strînse cu șuruburi izolate.

Creșterea reluctanței magnetice în zona întrefierului face ca fluxul magnetic să prezinte în această zonă o umflare (fig. 8). În această situație se observă că o parte din liniile de flux intersectează planul de împachetare a tolelor, producînd în acest fel o creștere substanțială a pierderilor în fier prin curenții turbionari mari care iau naștere.

Pe de altă parte, evazările fluxului afectează și conductoarele bobinajului aflate în vecinătatea coloanei, cu consecințe negative asupra pierderilor suplimentare în bobinaj.

Din aceste motive, întrefierul elementar trebuie limitat la valori cuprinse între 5 și 10 mm. Pentru a realiza întrefierul total sînt necesare un număr mare de întrefieruri elementare și, deci, de segmente de coloană. Înălțimea segmentelor de coloană nu poate fi mai mică de circa 50 mm, din motive constructive, legate de strîngerea cu șuruburi a pachetelor de tole care-l compun.

Pentru bobinele de mare putere, la care întrefierul total are valori de 0,5 ÷ 1 m, acest

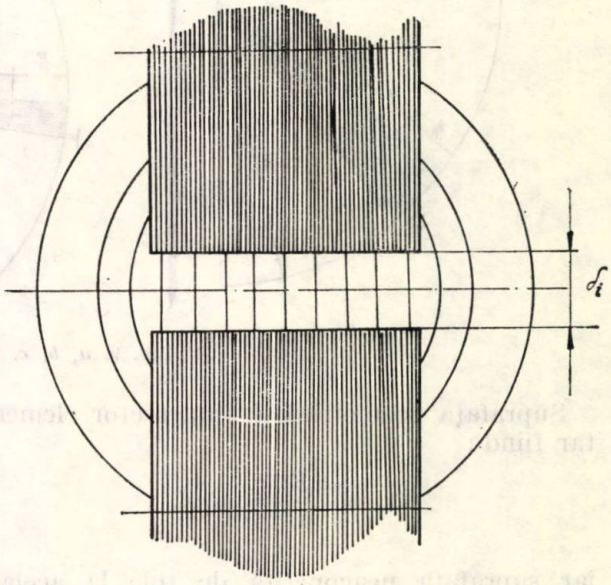


Fig. 8. Aspectul cîmpului magnetic în întrefier.

sistem de construcție duce la înălțimi de coloană foarte mari, la depășirea gabaritelor transformatoarelor.

O soluție care rezolvă în bună parte aceste probleme și care se utilizează de marile firme constructoare este cea a miezului radial. Segmentele de coloană sînt realizate prin împachetarea radială a tolelor. În acest fel fluxul de umflare din zona întrefierului va intersecta tolele pe grosimea lor, astfel încît pierderile suplimentare produse de acest fenomen sînt reduse. Rotunjirea muchiilor segmentelor de coloană contribuie la o uniformizare a cîmpului în zonele marginale, evitînd concentrările de flux la muchii. Acest sistem permite creșterea mărimii întrefierurilor elementare, care, de obicei, se iau de la 20 ÷ 40 mm. Se reduce astfel numărul total de întrefieruri și de segmente de coloană.

Se cunosc cîteva variante de realizare practică a segmentelor de coloană în sistemul de împachetare radială.

În varianta prezentată (fig. 9 *a*) raza coloanei este împărțită în n părți egale. Segmentul de coloană este constituit din sectoare radiale de tole. Fiecare sector radial este format din tole de lățimi diferite, de la R/n la $(n-1)\frac{R}{n}$.

Numărul de sectoare elementare pe circumferința cercului de rază $\frac{R}{n}$ este:

$$N = \frac{2\pi R}{n}\frac{1}{2d} = \frac{\pi R}{nd}.$$

Coeficientul geometric de umplere este:

$$k_g = \frac{S_g}{S} = 1 - \frac{1}{2n} - \frac{1}{n^2}.$$

În tabelul 2 se dau valorile lui k_g funcție de n la această variantă de împachetare radială.

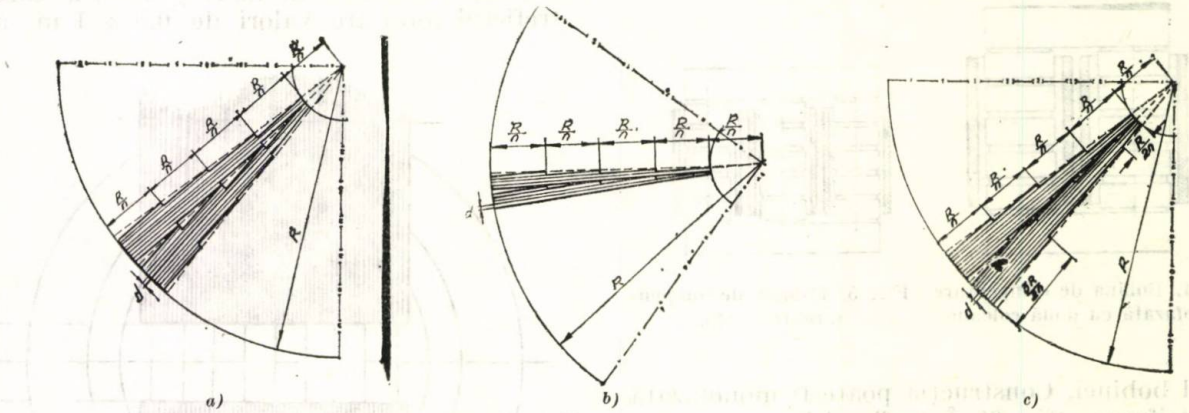


Fig. 9. *a*, *b*, *c*. Variantele de miez radial.

Suprafața geometrică a unui sector elementar fiind:

$$S_s = \frac{\pi R^2}{N} = Rnd,$$

iar suprafața neacoperită de tole la același sector $S_a = Rd$, rezultă că suprafața geometrică ocupată de tole este:

$$S_{gFe} = S_s - S_a = Rd(n-1).$$

Coeficientul de umplere geometric:

$$k_g = \frac{S_{gFe}}{S_s} = \frac{Rd(n-1)}{Rdn} = 1 - \frac{1}{n}.$$

Coeficientul de umplere cu fier, ținînd cont de izolația tolei este $k_{Fe} = k_{iz}k_g$. Pentru diverse valori ale lui n coeficientul de umplere geometric are valorile din tabelul 1.

Tabelul 1

n	4	5	6	7	8	9	10
k_g	0,75	0,8	0,854	0,857	0,875	0,889	0,9

Varianta din figura 9*b* realizează același coeficient de umplere.

În varianta din figura 9*c* se observă că spațiul este mai bine utilizat prin reducerea suprafeței neacoperite de tole din fiecare sector elementar, astfel că suprafața geometrică ocupată de tole este:

$$S_g = Rd(n-1) + \frac{R}{2n}d(n-2) = Rd\frac{2n^2-n-2}{2n}.$$

Din tabel se constată că se obțin coeficienți de umplere satisfăcători pentru valori $n \geqslant 5$

Tabelul 2

n	4	5	6	7	8	9	10
k_g	0,812	0,86	0,889	0,908	0,922	0,932	0,94

Este de notat faptul că pentru a se evita formarea unui circuit închis în fiecare segment de coloană se introduce o izolație din prespan sau trafoboard de circa 2 mm grosime și de lungimea tolei celei mai mari. De asemenea, segmentele coloanei se leagă electric la masă printr-o bandă de cupru.

Consolidarea segmentului se face prin strîngere cu bandă de fretare pe circumferință. Prin încălzire banda se contractă, realizînd o foarte bună strîngere a tolelor. Prin orificiul din interiorul segmentului trece sistemul de strîngere a coloanei și a jugurilor constituit din tiranți sau dintr-o țeavă de oțel nemagnetic.

Firma GANZ realizează segmentele de coloană ca în figura 10, la o bobină de compensare monofazată de putere 16,7 MVAr și tensiune $18/\sqrt{3}$ kV.

Segmentul este compus din 4 sectoare, perpendiculare între ele, fiecare sector fiind constituit din tole împachetate paralel în trepte. Întregul ansamblu este consolidat prin înglobarea sa într-o masă de rășină, în interiorul unui inel realizat din pînză de sticlă impregnată. În masa de rășină sînt prevăzute orificii pentru trecerea tiranților schelei realizați din oțel nemagnetic. Există și o altă variantă de realizare a mizeului radial și anume miezul în

evolventă, care este mai complicată din punct de vedere tehnologic.

Întrefierul. La primele construcţii întrefierurile erau realizate din foi de preşpan sau din hîrtie bachelizată. Datorită vibraţiilor miezului cu multiplii ai frecvenţei reţelei de alimen-

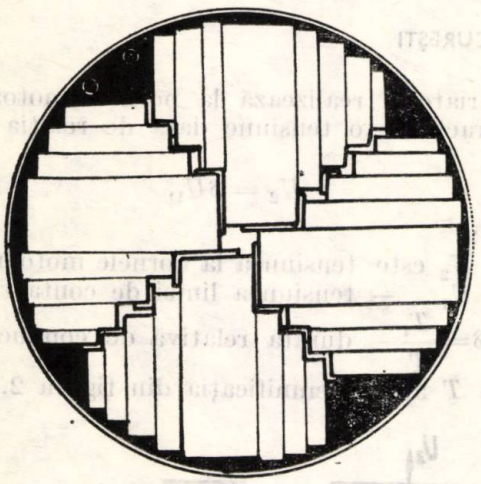


Fig. 10. Segment de coloană cu pachete „în cruce".

tare, aceste materiale sînt strivite şi forfecate, întrefierul creşte, zgomotul se amplifică, amplitudinea vibraţiilor creşte, astfel încît se produce o deteriorare rapidă a bobinei.

Pentru realizarea întrefierurilor la bobinele de putere, în ultima vreme o serie de firme utilizează distanţori de ceramică cu coeficient de elasticitate ridicat. Aceştia sînt de forma unor cilindri scurţi, care se aşază între segmentele de coloană, preluînd eforturile şi vibraţiile.

Bobinajul. În scopul reducerii pierderilor suplimentare care apar în bobinaj, datorită cîmpului de dispersie, unii constructori utilizează un conductor special. Acesta este constituit dintr-un mănunchi de fire cu diametrul de circa $1 \div 3$ mm, izolate cu 8—9 straturi de email, cu dese transpoziţii. Cu un asemenea tip de conductori, firma ACEC a realizat bobine de compensare de tip cuirasat, la care nivelul pierderilor suplimentare în bobinaj este de numai 10% din pierderile de bază RI^2. Acest lucru face ca în bobină să nu se producă încălziri locale exagerate care să deterioreze izolaţia.

În mod obişnuit însă, conductorul utilizat este cel de secţiune dreptunghiulară, conductoarele în paralel se transpun pentru reducerea coeficientului pierderilor suplimentare.

Schela. În ceea ce priveşte sistemul de strîngere a miezului magnetic, acesta trebuie realizat astfel încît să preia eforturile ce apar în miez, să asigure o strîngere puternică care să reducă la minim efectele vibraţiilor şi totodată să nu producă pierderi prin curenţi turbionari în elementele sale.

Datorită faptului că forţa magnetică este invers proporţională cu mărimea întrefierului în special la bobina avînd miezul cu întrefier distribuit, apar vibraţii puternice ale miezului. De aceea, pe lîngă tiranţii de strîngere realizaţi din oţel nemagnetic, se prevăd sisteme elastice, compuse din arcuri elicoidale sau din arcuri disc cu un rol de amortizare a vibraţiilor.

La unele construcţii se prevăd sisteme de presare şi amortizoare şi pentru bobinaj.

Bibliografie

[1] *Mayerhans, A.* Transformatoren und Drosselspulen mit radialer Blechung. In : Brown Boveri Mitteilungen, H. 6, 1956, S. 187.

[2] *Grundmark, B.* Design features shunt reactors. In : ASEA Sect. 11.4. F.K.T., Nov. 1972.

[3] *Johann, Hill.* Kompensations — Drosselspulen in Tempelbauart. In : B.B.C. — Nachrichten, Heft 12, 1975, S. 621.

[4] *Reinhart Baehr.* 100 MVAr Kompensations Droselspulen neuer Bauart. In : Sonderdruck aus BBC — Nachrichten, Jahrgang **52**, Heft 7 1970, S.218.

[5] *Goldstein, A.* Neue Wege im Bau von Transformator Kernen In : ETZ—A, Bd. **81**, H.2, 18.1.1960, S. 53.

[6] *Meyerhans, A.* Neuratige Bauweise von Kompensations-Drosselspulen grosser Leistungen. In : B.B.M., H 9, 1958.

[7] * * * Kompensations-Drosselspulen (Reaktoren) für Spannugen bis 750 KV. B.B.C.

Intrat în redacţie la 7.IV.1977

CZ 621.335.1

TRACȚIUNE ELECTRICĂ
VARIATOR

Cîteva considerații privind implicațiile tehnico-economice ale utilizării variatorului de tensiune continuă în schemele de acționare electrică a tramvaiului

DUMITRU MIRON* — BUCUREȘTI

Introducere

În mai multe țări din lume preocupările pentru utilizarea variatorului de tensiune continuă în schemele de acționare a tramvaiului sînt încununate de realizări practice care evidențiază nu numai posibilitatea, dar și necesitatea extinderii acestor scheme [1, 2, 3].

Și în țara noastră s-a realizat un tramvai la I.T.C.V.T. — Timișoara, echipat cu variator de tensiune continuă într-o schemă originală [4], asupra căruia s-au efectuat încercări și experimentări ample. Acestea au condus la concluzii deosebit de interesante atît sub aspect tehnic, cît și economic, de care trebuie să se țină seama în preocupările viitoare privind dezvoltarea transportului în comun urban.

1. Implicațiile utilizării variatorului

În principiu, o schemă de acționare electrică a tramvaiului folosind variatorul de tensiune continuă poate fi realizată conform figurii 1.

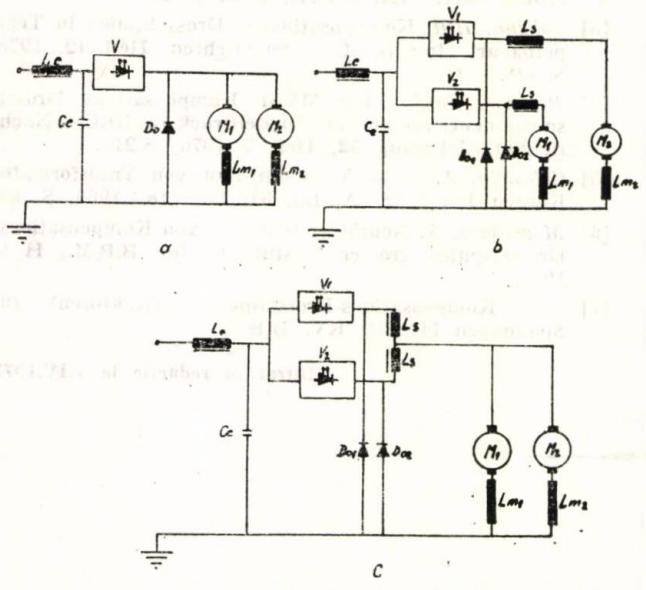


Fig. 1. Schema de principiu pentru acționarea electrică a tramvaiului folosind variatorul de tensiune continuă: *a* — folosind un variator; *b*, *c* — folosind două variatoare. *Le* — inductanța filtrului de rețea; *Ce* — condensatorul filtrului de rețea; *V* — variator de tensiune continuă; *Do* — diodă de roată liberă; M_1, M_2 — motoare de tracțiune; Lm_1, Lm_2 — inductanțele înfășurărilor de excitație; *Ls* — inductanțe de netezire.

Variatorul realizează la bornele motoarelor de tracțiune o tensiune dată de relația:

$$U_2 = \delta U_1, \qquad (1)$$

unde:

U_2 este tensiunea la bornele motoarelor;
U_1 — tensiunea liniei de contact;
$\delta = \frac{T_i}{T}$ — durata relativă de conducție;

T_i și T avînd semnificația din figura 2.

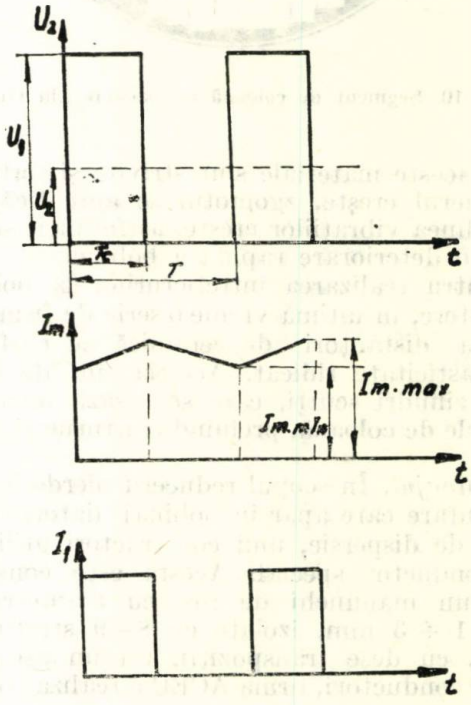


Fig. 2. Variația în timp a principalelor mărimi caracteristice.

Prin motoarele de tracțiune va circula un curent ondulat, iar curentul absorbit din rețea va avea o variație sub formă de impulsuri (fig. 2).

Studiile teoretice și experimentările efectuate de diverși autori [3, 4, 5, 6] au stabilit influența pe care aceste mărimi o au asupra aspectelor tehnice și economice ale acționării electrice a tramvaiului.

Implicațiile de ordin tehnic. În evidențierea aspectelor tehnice legate de alimentarea motorului serie de curent continuu, cu excitație serie

* Ing. *D. Miron* este cercetător științific principal, gradul 3 la Institutul de cercetării pentru industria electrotehnică, ICPE — București.

prin variator de tensiune continuă, s-a utilizat un stand realizat conform schemei din figura 3.

Comportarea motorului de tracțiune. Interesează în mod deosebit comportarea motorului de tracțiune alimentat prin variator, avînd în

Din (4) rezultă că ondularea maximă se obține la $\delta = 0{,}5$ și este dată de expresia :

$$(\Delta I_m)_{max} = \frac{U \cdot T}{4 \cdot L_m}. \qquad (5)$$

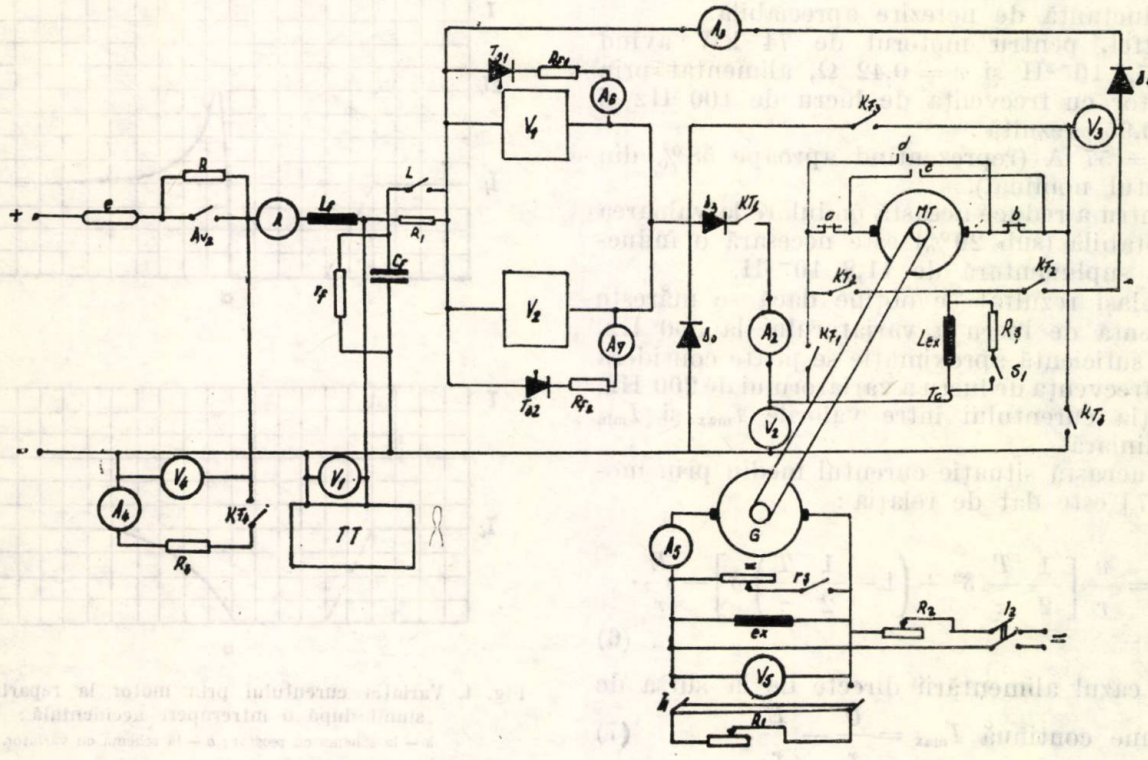


Fig. 3. Schema de principiu a standului cu ajutorul căruia s-a verificat comportarea motorului de curent continuu cu excitația serie, în cazul alimentării prin variator.

vedere influența armonicilor tensiunii și curentului asupra încălzirii, comutației și randamentului motorului.

Ondularea curentului prin motor este dată de relația :

$$I_m = I_{max.} - I_{min}, \qquad (2)$$

care, pentru o schemă dată, conduce la expresia [7] :

$$\Delta I_m = \frac{U}{r} \frac{(1 - e^{-\frac{\delta T}{\tau}})(1 - e^{-\frac{1-\delta}{\tau} T})}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}, \qquad (3)$$

unde :

$$\tau = \frac{L_m}{r} \gg T.$$

Dezvoltînd în serie termenii relației (3) și neglijînd infiniții mici de ordin superior, se obține :

$$\Delta I_m = \delta(1 - \delta) \frac{T}{\tau} \cdot \frac{U}{r}. \qquad (4)$$

Rezultă că în cazul alimentării motorului printr-un variator comandat prin lățimea impulsurilor în circuit trebuie să se introducă o inductanță de netezire suplimentară, care se scurtcircuitează automat cînd raportul ciclic se găsește în domeniul :

$$0{,}6 \leqslant \delta \leqslant 0{,}4.$$

În cazul schemei din figura 1*c*, folosind comanda decalată, ondularea maximă a curentului prin motor este nulă pentru $\delta = 0{,}1$; $\delta = 0{,}5$; $\delta = 1$ și este maximă pentru $\delta = 0{,}25$ și $\delta = 0{,}75$, fiind dată de relația [8] :

$$(\Delta I_m)_{max} = \frac{U \cdot T}{8(L_s + 2L_m)}, \qquad (5')$$

cînd inductanțele nu sînt cuplate magnetic și de relația :

$$(\Delta I_m)_{max} = \frac{U \cdot T}{16(L_s + L_m)}, \qquad (5'')$$

cînd inductanțele sînt cuplate magnetic.

Analizînd ondulația curentului în funcție de perioada de reglare, se constată următoarele:

Cînd se lucrează cu perioade de reglare mari (frecvența pînă la 100 Hz), pentru a reduce ondulația curentului la valori acceptabile, este necesar ca în circuitul motorului să se înserieze o inductanță de netezire apreciabilă.

Astfel, pentru motorul de 74 kW avînd $L = 5{,}7\ 10^{-3}$H și $r = 0{,}42\ \Omega$, alimentat prin variator cu frecvența de lucru de 100 Hz și $\delta = 0{,}95$, rezultă:

$I_m = 57$ A (reprezentînd aproape 58% din curentul nominal).

Pentru a reduce această ondulare la valoarea acceptabilă (sub 20%) este necesară o inductanță suplimentară de $1{,}1{,}8\ 10^{-3}$H.

Același rezultat se obține dacă se mărește frecvența de lucru a variatorului la 300 Hz.

Cu suficientă aproximație se poate considera că la frecvența de lucru a variatorului de 200 Hz, variația curentului între valorile I_{max} și I_{min} este liniară.

În această situație curentul mediu prin motor [7] este dat de relația:

$$I_m = \frac{u}{r}\left[\frac{1}{2}\frac{T}{\tau}\delta^2 + \left(1 - \frac{1}{2}\frac{T}{\tau}\right)\delta\right] - \frac{E}{r}. \tag{6}$$

În cazul alimentării directe de la sursa de tensiune continuă $I_{max} = \frac{U}{r} - \frac{E}{r}$. (7)

Măsurătorile efectuate au evidențiat faptul că dacă ondularea curentului prin motor este mai mică de 20%, influența armonicilor curentului asupra încălzirii bobinajului nu este sensibilă (anexa 1).

Anexa 1

Date comparative privind comportarea motorului de tracțiune alimentat prin variator și prin conectare directă la sursă de tensiune continuă

Mărimea urmărită	Valori comparative, %
Puterea utilă la sarcină constantă	94
Cuplul motor pentru aceeași turație	92
Turație la sarcină constantă	94
Randamentul	90
Supratemperatura la:	
înfășurarea rotorică	107,5
înfășurarea de excitație	110
înfășurarea polilor auxiliari	112
înfășurarea de comutație	101

La reapariția tensiunii, la bornele motorului tensiunea se aplică progresiv și astfel curentul crește exponențial pînă la valoarea de regim (fig. 4).

Influența asupra liniei de contact. O altă implicație de ordin tehnic se referă la influența frecvenței de lucru a variatorului asupra liniei de contact.

Cercetările efectuate în acest domeniu [1, 3, 4] au evidențiat necesitatea existenței unui filtru între variator și rețea (L_e, C_e din fig. 1).

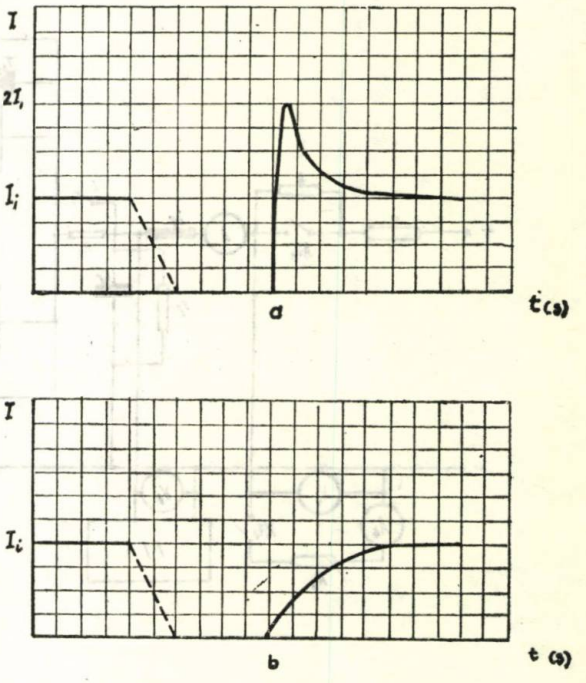


Fig. 4. Variația curentului prin motor la repartiția tensiunii după o întrerupere accidentală:
a — la schema cu reostat; *b* — la schema cu variator.

Întreruperile curentului de sarcină de către variator se realizează foarte rapid și, ca urmare, energia magnetică acumulată în inductanța de linie (care este un parametru variabil) și în cea a filtrului de intrare, se transformă în energie potențială la bornele condensatorului. Din această cauză, la bornele condensatorului apare o tensiune a cărei valoare maximă [3], este dată de relația:

$$(U_{C_e})_{max} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}}\, I_{1_{max}}, \tag{8}$$

iar ondularea maximă a tensiunii în ipoteza unui curent de sarcină de valoare constantă [3], este:

$$(\Delta U_{C_e})_{max} = \delta \frac{I_m}{\omega_0 C_e} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2}\cdot\frac{f_0}{f}\right) \tag{9}$$

unde:

δ este raportul ciclic;

I_m — curentul prin motor;

$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_t \cdot C_e}}$;

f_0 — frecvența de oscilație a filtrului;

f — frecvența de lucru a variatorului;

$L_t = L_{rețea} + L_e$ — inductanța totală de intrare.

Din (9) rezultă, pe de o parte, că trebuie evitată situaţia $f = f_0$, care conduce la supratensiuni foarte mari, iar pe de altă parte necesitatea stabilirii unor criterii pentru dimensionarea economică a filtrului în condiţiile asigurării unor valori acceptabile ale ondulării tensiunii la bornele condensatorului şi curentului din linia de contact.

În literatură [1] se evidenţiază că cele mai bune rezultate se obţin dacă : $\frac{1}{3} < \frac{f_0}{f} < \frac{1}{2}$, situaţie în care $\delta = 0{,}5$ conduce la :

$$\left.\begin{aligned}(\Delta U_{C_e})_{\max} &= \frac{I_m \cdot T}{4C_e} \\ (\Delta I_1)_{\max} &= \frac{I_m \cdot T^2}{32\, L_t\, C_e}\end{aligned}\right\}. \qquad (10)$$

În cazul comenzii decalate folosind două variatoare, ondularea maximă a curentului în linia de contact şi a tensiunii la bornele condensatorului filtrului de reţea au valoare maximă pentru $\delta = 0{,}25$ şi pentru $\delta = 0{,}75$ şi sînt date de relaţiile :

$$\left.\begin{aligned}(\Delta U_{C_e})_{\max} &= \frac{I_m \cdot T}{16C_e} \\ (\Delta I_1)_{\max} &= \frac{I_m \cdot T^2}{256\, L_t C_e}\end{aligned}\right\}. \qquad (10') \quad [8]$$

Se observă că în acest caz ondularea tensiunii pe condensator este de patru ori mai mică, iar ondularea curentului prin L_e de opt ori mai mică decît în cazul folosirii unui singur variator.

Din (10) şi (10′) rezultă că alegerea frecvenţei de lucru a variatorului nu se poate face la întîmplare, ci avînd în vedere caracteristicile ventilelor utilizate şi posibilitatea realizării unui filtru acceptabil atît din punct de vedere al gabaritului, cît şi al costului.

Alimentarea motoarelor de tracţiune prin variator de tensiune continuă elimină şocurile de sarcină în linia de contact, în perioada pornirii şi în cazul întreruperilor intempestive ale tensiunii prin aceea că variatorul realizează creşterea continuă a tensiunii la bornele motorului de la valoarea zero la valoarea nominală.

Influenţa asupra instalaţiilor de telecomunicaţii şi de semnalizare. Schemele cu variator de tensiune continuă au o influenţă negativă asupra instalaţiilor de telecomunicaţii şi de semnalizare.

Estimarea efectului perturbator asupra acestor instalaţii este dificilă, deoarece redresoarele produc armonici care sînt multipli ai frecvenţei de 50 Hz (6 × 50 Hz, 12 × 50 Hz, 18 × 50 Hz etc.), iar peste acestea în curentul din linie se suprapun armonicile provocate de funcţionarea variatorului ca urmare a valorilor mari ale raportului : $\frac{di}{dt}$ [9, 10].

Pentru a obţine tensiuni mici la pornire şi la frînare, este necesar să se folosească două frecvenţe de lucru ale variatorului : o frecvenţă redusă pentru $\delta \leqslant 0{,}1$ şi $\delta \geqslant 0{,}9$ şi o frecvenţă mai ridicată pentru $0{,}1 \leqslant \delta \leqslant 0{,}9$. Această frecvenţă nu se alege la întîmplare şi se obţine prin divizarea frecvenţei de bază. Ca urmare, în curentul din linia de contact vor apare armonicile frecvenţei divizate $\frac{f}{p}$:

$$\frac{f}{p},\ \frac{2f}{p},\ \frac{3f}{p} \ldots k\frac{f}{p}.$$

Cercetările efectuate au evidenţiat faptul că pentru limitarea influenţei nefavorabile asupra instalaţiilor de telecomunicaţii este convenabil să se aleagă frecvenţele de pornire, pentru care termenii $\frac{f}{p}$ şi $\frac{kf}{p}$ (în cazul comenzii decalate) ca şi armonicile lor să nu coincidă cu frecvenţa utilizată în instalaţiile respective [10].

Combaterea efectului perturbator al funcţionării variatorului presupune completarea schemei de forţă cu o serie de elemente care conduc la complicarea şi scumpirea acesteia.

Influenţa asupra caracteristicilor de tracţiune. Schemele cu variator de tensiune continuă permit un reglaj continuu al forţei de tracţiune în întreg domeniul F, V, asigurîndu-se astfel o utilizare deplină a aderenţei, îmbunătăţirea confortului pasagerilor şi obţinerea unor caracteristici $F = f(V)$ mai înclinate care conduc la valori $\Delta F/\Delta V$ mai mari în mod deosebit în domeniul vitezelor mici (fig. 5).

În cazul reglajului prin reostat forţa de tracţiune la pornire şi frînare variază între limita maximă $F_{0\,\max}$ şi limita minimă $F_{0\,\min}$ rezultă o forţă de tracţiune medie :

$$F_{0m} = \frac{F_{0\max} + F_{0\min}}{2}. \qquad (11)$$

Abaterea forţei de tracţiune faţă de valoarea medie este :

$$\Delta F_0 = \frac{F_{0\max} - F_{0\min}}{2}. \qquad (12)$$

Se poate introduce, deci, un coeficient de neuniformitate a forţei de tracţiune :

$$K_{nF_0} = \frac{\Delta F_0}{F_{0m}} = \frac{1 - \frac{F_{0\min}}{F_{0\max}}}{1 + \frac{F_{0\min}}{F_{0\max}}}. \qquad (13)$$

Cum diferența $F_{0max} - F_{0min}$ depinde de numărul treptelor reostatului de pornire, rezultă că coeficientul de neuniformitate este cu atît mai mic cu cît reostatul are mai multe trepte.

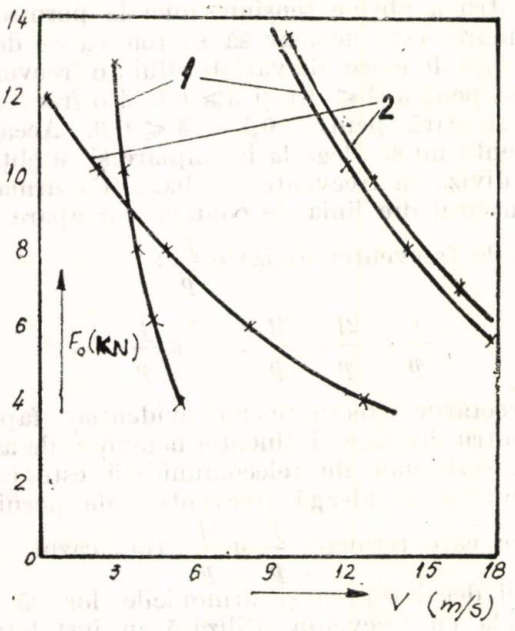


Fig. 5. Caracteristicile $F = f(V)$ trasate în cazul schemei cu reostat, comparativ cu schema cu variator.
1 — Schema cu variator
2 — Schema cu reostat

În cazul folosirii variatorului de tensiune continuă se poate considera că reostatul are o infinitate de trepte și, ca urmare, $K_{nF_0} = 0$.

Pentru evitarea patinării trebuie respectată condiția :

$$F_0 \leqslant \varphi G_a, \tag{14}$$

G_a fiind greutatea aderentă, iar φ — coeficientul de aderență.

În cazul schemei cu reostat condiția (14) devine :

$$F_{0max} \leqslant \varphi G_a, \tag{15}$$

iar forța medie de tracțiune :

$$F_{0m} = F_{0max} - \Delta F. \tag{16}$$

În cazul schemei cu variatoare se poate asigura ca :

$$F_{0m} = F_{0max} = \varphi G_a. \tag{17}$$

Deci, schema cu variatoare permite folosirea deplină a aderenței.

Se știe că în perioadele tranzitorii :

$$F_0 = \Sigma R + F_a, \tag{18}$$

ΣR fiind suma rezistențelor ce se opun mișcării și F_a — forța de accelerare.

Rezultă :

$$F_a = m \cdot a = F_0 - \Sigma R, \tag{19}$$

în care m este masa vehiculului ;

$$a = \frac{F_0 - \Sigma R}{m}.$$

În cazul schemei cu variator trecerea de la o viteză la alta se face la $F_0 = \text{const.}$, deci, accelerația este determinată numai de inerția sistemului.

În cazul schemei cu reostat, pe lîngă accelerația determinată de inerția sistemului apare o accelerație suplimentară, determinată de variația forței de tracțiune și cum această variație se face brusc, rezultă că și accelerațiile pe care ea le produce sînt apreciabile și au consecințe defavorabile atît asupra elementelor de transmisie, cît și asupra confortului călătorilor.

Implicații de ordin economic. Schemele cu variatoare de tensiune continuă sînt deosebit de avantajoase din punct de vedere al economiei de energie electrică. Economia de energie electrică poate fi evidențiată pe de o parte prin consumul mai mic de energie absorbită din linia de contact, iar pe de altă parte prin posibilitatea folosirii frînării cu recuperare de energie cu scheme simple.

La pornirea prin reostat din rețea se consumă energia :

$$W_{R_p} = U \cdot I_p t_p, \tag{20}$$

iar la pornirea cu variator :

$$W_{V_p} = \frac{U}{2} \delta I_p t_p, \tag{21}$$

Rezultă că :

$$\frac{W_{V_p}}{W_{R_p}} = \frac{\delta}{2} \leqslant 50\%. \tag{22}$$

Măsurătorile efectuate pe un traseu normal au evidențiat faptul că în cazul schemei cu variator, consumul de energie electrică se reduce cu circa 30% față de cel înregistrat în cazul schemei cu reostat [4].

Principalul inconvenient al schemei cu variator în condițiile actuale îl reprezintă costul mai ridicat (cu aproximativ 50%) față de schema cu reostat determinată în mare parte de faptul că aproximativ 60% din valoarea elementelor care compun schema de acționare se procură din import.

Un alt inconvenient îl constituie fiabilitatea mai scăzută, ca urmare a numărului mult mai mare de elemente componente ale schemei

de acţionare. Calculele care s-au efectuat pentru două scheme comparative folosind relaţiile :

$$\left.\begin{aligned} R_{V(t)} &= 1 - \prod_{i=1}^{n}\left[1 - e^{-\int_0^t z(t)\,dt}\right] \\ R_{R(t)} &= \prod_{i=1}^{n} e^{-\int_0^t z(t)\,dt} \end{aligned}\right\}, \quad (23)\ [12]$$

au evidenţiat că schema cu variator are o fiabilitate cu 20% mai scăzută.

S-a pornit de la o schemă structurală, tip paralele, în cazul schemei cu variator şi o schemă structurală, tip serie, în cazul schemei cu reostat.

În relaţiile (23) R reprezintă probabilitatea de bună funcţionare, iar Z — intensitatea medie a defectărilor. Intensitatea medie a defectărilor, luată în calcul pentru diferite elemente ale schemei, conform [13] este dată în anexa 2.

Anexa 2

Intensitatea medie de defectare a elementelor schemelor de acţionare a tramvaiului

Elementul component	Z_m 10^{-6}/h
Comutator cu came	0,19
Contactor (pereche contacte)	0,25
Reostat	0,13
Bobină de inducţie	0,02
Bobină de filtrare	0,03
Diodă de siliciu	0,2
Tiristor	0,5
Condensator electrolitic	0,035
Rezistenţă bobinată	0,04

Schemele cu variator de tensiune continuă sînt caracterizate prin cheltuieli de întreţinere mai reduse, ca urmare a numărului mai mic de contacte mecanice.

În anexa 3 se face o comparaţie din punct de vedere al aspectelor tehnico-economice între schema de acţionare cu variator de tensiune şi cea cu reostat.

2. Concluzii

Din cele prezentate anterior ca şi din anexa 3 rezultă clar necesitatea acordării unei atenţii sporite introducerii variatorului de tensiune continuă în schemele de acţionare a tramvaiului.

Anexa 3

Comparaţie între schema de acţionare cu variator de tensiune continuă şi cea cu reostat de pornire

Elementul de comparaţie	Raportul între valorile obţinute la schema cu variator şi schema cu reostat %
Curentul de pornire	4,5
Acceleraţia la pornire	9,9
Consumul de energie	65
Energia recuperată	*16,2 din consumul orar util*
	0
Costul	150
Fiabilitatea	80
Cheltuieli de întreţinere	75
Variaţia forţei de tracţiune	*continuu în tot domeniul F.U.*
Folosire aderenţei	în salturi *complet* incomplet
Confortul	*pornire şi funcţionare lină* Pornire şi funcţionare cu smuncituri.

Bibliografie

[1] *Cantemir L., Oprişor M.* Tracţiunea electrică. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1971.

[2] *Firsl, A.* Primenenie impulsnogo preobrazovatelia postoiannogo toka v tramvaiah tipa TiKT. 3-ia mejdunarodnaia naucinotehniceskaia konferenţia ob elektronnih avtomatizirovannih privodov. CSSR, Praga, oct. 1970.

[3] *Gouthiere, J., Gregorie, J., Hologne, H.* Les hocheurs a thyristors en traction élèctrique. In : ACEC Revue, nr. 2, 1970.

[4] *Străinescu, Ion.* Teza de doctorat, Bucureşti, 1974.

[5] *Mayer, Manfred.* Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutaţie forţată. Bucureşti, Ed. tehnică, 1970

[6] *Miron, D.* Cu privire la unele aspecte tehnico-economice ale utilizării schemelor cu tiristoare în acţionarea electrică a mijloacelor de transport în comun urban. In : Electrotehnica, Electronica şi Automatica 24, nr. 1, ian, 1976.

[7] *Miron, D.* Teza de doctorat. Inst. politehnic. Timişoara, 1977.

[8] * * * Les hacheurs à thyristors en traction électrique. In : ACEC Revue, Belgia, nr. 1—2, p. 3—22.

[9] *Buckel, R. M.* Repercussion de la comande par thyristors d'engins moteurs de Chemins de fer à courant continuu ou alternatif surs des installations de telecomunications et de siqnalisation. In : Bulletin de L'ASE, nr. 1, 1971, p. 66—75.

[10] *Hennebert, C.* Essais et mesures de perturbations dues à une motrice a hacheur de courant. In : R.G.E., Franţa, nr. 4, aprilie 1973, p. 254—258.

[11] *Jecny, F.* Tyristorové rezcipohonu — cesta k racionalizeci spotraby energie.

[12] Proceedings. Ninth national symposium on reliability quality control. San Francisco, ianuarie 1963.

[13] Proceedings. Eighth national symposium on reliability quality control. San Francisco, ianuarie 1962.

Intrat în redacţie la 4.II.1977

CZ 621.372.4

AUTOMATIZĂRI SECVENȚIALE
SINTEZĂ
HAZARD DE CONTINUITATE

Eliminarea hazardului de continuitate la sinteza unui circuit secvențial cu reacții directe, realizat cu circuite logice NAND

MIHAI ALEXA* — CONSTANȚA

Introducere

Dacă pentru un circuit combinatoriu, valorile variabilelor binare de ieșire, sînt determinate în orice moment, în întregime, de valoarea variabilelor binare de intrare, pentru un circuit secvențial, valorile ce urmează să le ia variabilele de ieșire, depind atît de valoarea prezentă a variabilelor de intrare cît și de valoarea prezentă a variabilelor de ieșire.

Deci, într-un circuit secvențial, pentru aceeași combinație a variabilelor de intrare, putem avea valori diferite ale variabilelor de ieșire. Aceste stări ale valorilor variabilelor de ieșire nu sînt întîmplătoare, ci se desfășoară după o secvență, urmărindu-se una după alta, în timp, la aceeași combinație a variabilelor de intrare. Timpul joacă un rol însemnat în funcționarea circuitelor secvențiale, care se pot reprezenta ca în figura 1. Variabilele secundare $Y(t)$ apar ca reacții ale variabilelor de ieșire, lanțul de reacție specific circuitelor secvențiale conținînd o întîrziere.

Schemei din figura 1 i se poate da o generalizare mai mare reprezentînd-o ca în figura 2.

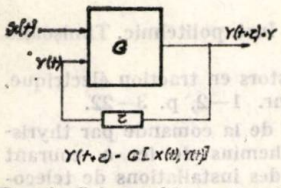


Fig. 1. Schema-bloc, circuit secvențial.

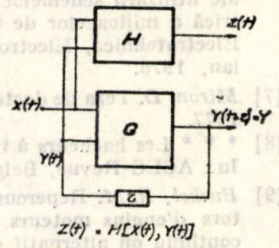


Fig. 2. Schemă-bloc generalizată, circuit secvențial.

După natura reacției, putem avea, circuite cu reacții directe, în care funcțiile de memorie sînt îndeplinite implicit de circuitul logic și lanțurile de reacție, sau circuite cu reacții prin circuite basculante, acestea avînd rolul de memorii permanente.

În sinteza circuitelor secvențiale, au fost introduse metode grafice, bazate pe logica simbolică, înregistrînd grafic desfășurarea proceselor în timp. Se ajunge la o mecanizare a raționamentelor legate de logica sistemelor, înlăturînd astfel încercările succesive nesistematice. Pentru circuite secvențiale cu reacții directe, o astfel de metodă de sinteză este cea a lui Huffman, conform [1]. Deoarece metoda de sinteză presupune un circuit ideal, la realizarea acestuia pot apărea defecte în funcționare, deficiențe ce poartă numele de hazard.

Hazardul de continuitate (fig. 3) este datorat faptului că variabilele primare nu schimbă

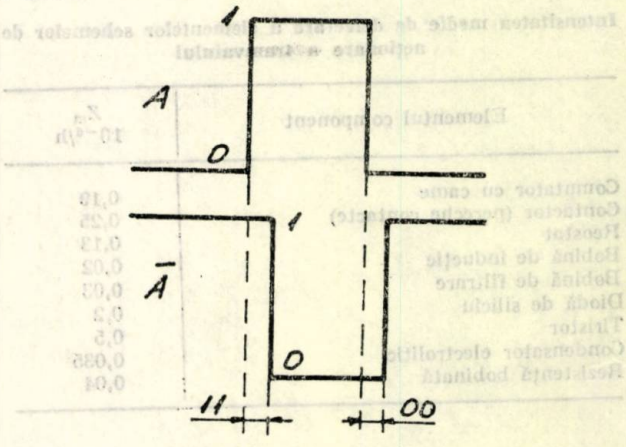


Fig. 3. Hazard de continuitate.

starea instantaneu, după cum presupun metodele de sinteză. Astfel, dacă un circuit face uz de două variabile complementare A și $\bar{A}$ acestea nu pot, din punct de vedere material, să se schimbe exact în același moment, astfel încît combinația $A\ \bar{A}$ poate lua, în timpul tranziției, fie valoarea 00, fie valoarea 11. În acest caz hazardul va determina, de la o dată la alta, secvența trecerilor sau va face imposibilă realizarea ei, de unde rezultă importanța eliminării acestui tip de hazard, uneori greu de sesizat.

În exemplul ce urmează, utilizînd pentru proiectarea unui circuit secvențial metoda lui Huffman, s-a căutat eliminarea totală a hazardului de continuitate. Utilizînd circuite logice de tip NAND din sistemul USILOG I, se cere proiectarea unui circuit de comandă pentru un motor pas cu pas, de tip reductor, cu patru înfășurări de comandă [4]. La acest tip de

* Ing. *M. Alexa*, lucrează în cadrul TCIF—Constanța

motor, pentru fiecare comutare a înfășurărilor de comandă rotorul execută un pas (de k ori mai mic decît pasul cîmpului magnetic). Se cere, ca la apariția impulsurilor A, motorul să se învîrtească într-un sens, iar la apariția impulsurilor B, să se rotească în sens invers (fig. 4).

Se consideră ca variabile de ieșire, cele patru înfășurări de comandă ale motorului notate cu $S1$; $S2$; $S3$; $S4$.

Condiții de funcționare:

— A și B nu există niciodată simultan;

— o variabilă de ieșire și numai una singură are valoarea 1 în fiecare moment.

Se dorește ca la apariția impulsului A, indicele ieșirii excitate să crească cu o unitate în sensul $S1 - S2$ ș.a.m.d. Invers, la apariția impulsului B, indicele ieșirii excitate să descrească cu o unitate în sensul $S2 - S1$ ș.a.m.d.

1. Sinteza circuitului secvențial

Propunîndu-se realizarea circuitului cu reacții directe, vom aplica metoda de sinteză a lui Huffman [1].

Etapa I. Enumerarea stărilor stabile. Prin raționament, urmărind condițiile impuse circuitului rezultă următoarea schemă de tranziție (fig. 4).

Stările stabile, sînt acelea care se conservă indefinit atîta timp cît nu se modifică combina-

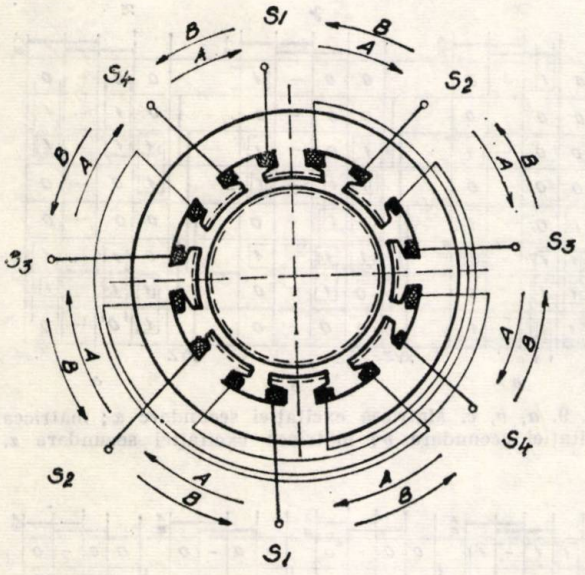


Fig. 4. Motor pas cu pas reactiv, schemă de tranziție.

ția variabilelor primare. Trecerea de la o stare stabilă, la alta, datorită schimbării variabilelor de intrare, se face prin stări instabile ce nu îndeplinesc condiția de mai sus.

În stare de repaus, putem avea patru stări stabile, corespunzătoare fiecărei ieșiri egale cu 1. La apariția impulsului A, putem trece în alte patru stări stabile (pentru fiecare ieșire egală cu 1), pornind de la stările de repaus. La apariția impulsului B, putem trece în alte patru stări stabile (pentru fiecare ieșire egală cu 1), pornind de la stările de repaus.

În aceleași stări stabile, corespunzătoare apariților lui A și B se ajunge dacă dintr-o stare stabilă corespunzătoare apariției unui impuls, urmează celălalt.

În final, deci, există patru stări stabile de repaus și opt stări stabile de lucru.

Etapa a II-a. Stabilirea matricei de faze. Pe baza raționamentului de mai sus, rezultă matricea de faze din figura 5, unde s-au înregistrat stările stabile, avînd indicată pe coloană,

	0	B	A	S
a	①	6	10	S1
b	②	5	11	S2
c	③	6	12	S3
d	④	7	9	S4
e	1	⑤	⑨	S1
f	2	⑥	⑩	S2
g	3	⑦	⑪	S3
h	4	⑧	⑫	S4

Fig. 5. Matricea de faze.

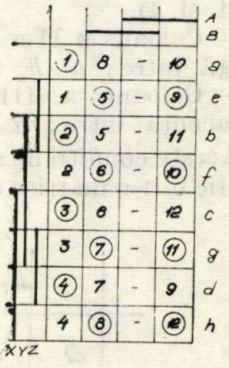


Fig. 6. Matricea de faze organizată după condițiile de adiacență.

variabila de intrare, iar pe linie, variabila de ieșire.

Pentru completarea diagramei de faze cu stările instabile de trecere, se ține seamă de diagrama de funcționare din etapa I știind în ce stare stabilă de funcționare se ajunge, plecînd de la o stare de repaus. Se ține seamă, de regulă, că starea instabilă, se notează cu numărul de stări stabile ce se ajunge și se poziționează la intersecția dintre linia stării de la care se pleacă și coloana stării stabile la care se ajunge, în urma apariției variabilei primare A sau B.

Etapa a III-a. Contractarea matricei de fază. Matricea de fază din figura 5 nu este o matrice de fază primitivă, a cărei caracteristică este existența pe fiecare rînd a unei stări stabile, ea este deja o matrice de fază contractată încă în faza de concepție.

În general, avînd o matrice de fază primitivă, se studiază liniile pentru aceeași valoare a mărimii de ieșire, și anume: dacă ele conțin pe coloane aceleași stări stabile sau instabile, ele pot fuziona, rezultînd, în final, o matrice de fază contractată.

Etapa a IV-a. Organizarea variabilelor secundare. Matricea de fază din figura 5, avînd $2^3 = 8$ linii, rezultă, deci, pentru codificarea ei, trei variabile secundare. În circuitele secvențiale cu reacții directe, comandate cu nivele

asincrone, pentru evitarea aşa-ziselor „treceri critice", este bine ca trecerea dintr-o stare instabilă în alta stabilă să comporte modificarea doar a unei singure variabile secundare. Cunoscînd că două înregistrări sînt adiacente, dacă sînt simetrice faţă de una din axele de simetrie a matricei de combinaţii, trecerea dintr-o stare în alta va comporta schimbarea unei singure variabile.

Considerînd matricea de fază din figura 5, unde s-au notat liniile *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f* şi *h*, se impun condiţiile de adiacenţă care se urmăresc pe coloane.

— Coloana I impune condiţia de adiacenţă între liniile *a—e*, *b—f*, *c—g*, *d—h*, (mai precis între starea 1 şi 1; 2 şi 2; 3 şi 3; 4 şi 4).

— Coloana a II-a impune condiţiile de adiacenţă între: *a—h*, *b—e*, *c—f*, *d—g*.

— Coloana a III-a impune condiţiile de adiacenţă între: *a—f*, *b—g*, *c—h*, *d—e*.

Aceste condiţii de adiacenţă se pot reprezenta grafic într-o matrice de adiacenţă, ca în figura 7.

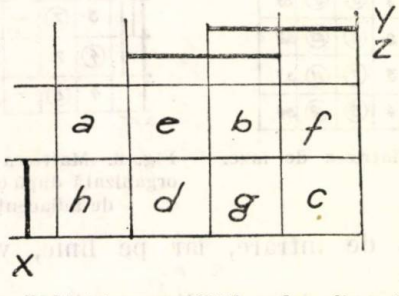


Fig. 7. Matricea condiţiilor de adiacenţă.

Astfel, în figura 6 rezultă matricea de fază, codificată şi organizată după condiţiile de adiacenţă, fără treceri critice.

Etapa a V-a. Stabilirea matricei de excitaţii secundare. Se completează căsuţa ocupată de stările stabile cu valori ale excitaţiilor secundare *x*, *y*, *z*, identice cu valoarea variabilelor secundare de pe linia respectivă *X*, *Y*, *Z*.

Pentru stările instabile se completează cu aceleaşi valori, *x*, *y*, *z*, ca şi pentru stările stabile respective.

Rezultă, astfel, matricea de excitaţii secundare din figura 8.

În cele ce urmează se întocmesc matricele pentru fiecare excitaţie secundară în parte (fig. 9).

Etapa a VI-a. Stabilirea matricelor de ieşire. Pornind de la matricea de faze codificată, putem stabili matricele de ieşire (fig. 10), pentru fiecare variabilă de ieşire. Aici nu se impun condiţii de timp şi dacă nu se caută funcţionarea cea mai rapidă (adică dacă stările instabile nu se trec cu valoarea stării stabile la care se ajunge), se pot obţine expresii simple pentru variabilele de ieşire care nu depind de variabilele de intrare. Avînd matricele excitaţiilor secundare şi ale variabilelor de ieşire, putem trece la transcrierea funcţiilor logice. Pentru variabilele de ieşire, transcrierea funcţiilor logice se face fără greutăţi, grupînd înregistrările 1 (fig. 10), unde coloana *AB* (stare care, practic, nu are loc şi, deci, nu

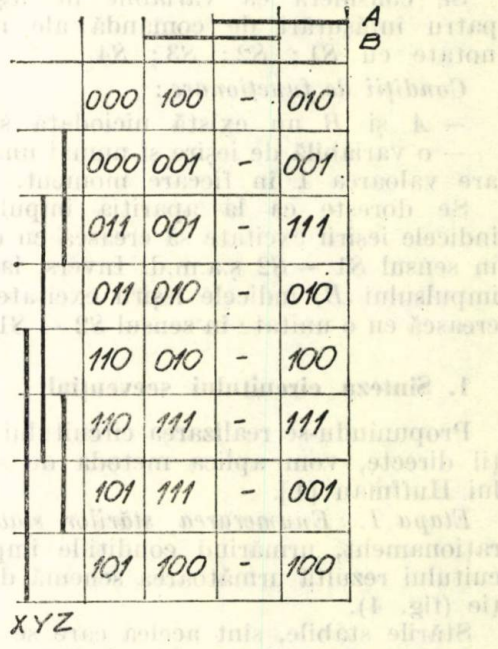


Fig. 8. Matricea de excitaţii secundare.

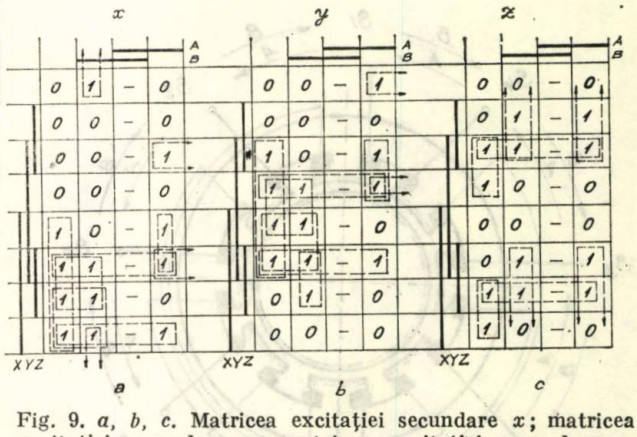


Fig. 9. *a*, *b*, *c*. Matricea excitaţiei secundare *x*; matricea excitaţiei secundare *y*; matricea excitaţiei secundare *z*.

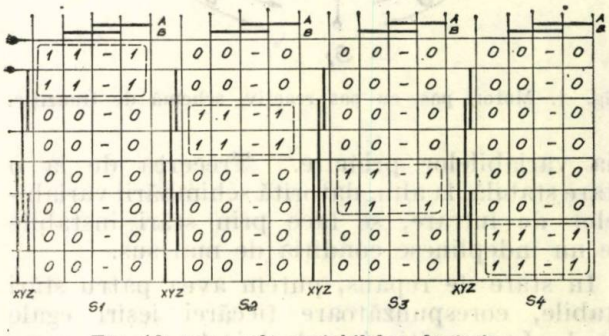


Fig. 10. Matricele variabilelor de ieşire.

deranjează), a fost completată cu înregistrări 1. Rezultă următoarele expresii logice :

$$S1 = \bar{X}\bar{Y}\,;\quad S2 = \bar{X}Y\,;\quad S3 = XY\,;\quad S4 = X\bar{Y}.$$

Pentru excitațiile secundare transcrierea după înregistrările grafice din figura 9 a funcțiilor logice se face după următoarele recomandări, ce au ca scop eliminarea hazardului de continuitate :

— nu se caută o expresie simplificată la extrem și este bine ca ea să fie completată cu termeni redondanți ;

— cei mai buni termeni redondanți sînt cei ce dau grupele de închidere, adică asigură legătura între înregistrările 1.

În final, la transcrierea funcțiilor se vor lua grupări cît mai mari de înregistrări 1, iar trecerea de la o grupă de înregistrări 1 la alta să se facă printr-o grupă redondantă ce să cuprindă înregistrări 1 din cele două grupe.

Cu asemenea precauții se pot face diverse grupări și se pot obține mai multe expresii pentru excitațiile secundare. Să analizăm expresiile obținute pe baza grupărilor indicate în figura 9 :

$$x = \bar{A}\bar{B}X + \bar{A}XZ + \bar{A}X\bar{Y} + X\bar{Y}\bar{Z} + YYZ + \\ + \bar{A}B\bar{Y}Z + A\bar{B}XY + A\bar{B}YZ\,;$$

$$x = \bar{A}X(\bar{B} + Z + \bar{Y}) + \bar{Y}\bar{Z}(Y + \bar{A}B) + \\ + XYZ + A\bar{B}Y(X + Z)\,;$$

$$y = \bar{A}\bar{B}Y + \bar{A}Y\bar{Z} + \bar{A}XY + XYZ + \bar{X}Y\bar{Z} + \\ + \bar{A}BXZ + A\bar{A}\bar{X}Y + A\bar{B}\bar{X}\bar{Z}\,;$$

$$y = \bar{A}Y(\bar{B} + \bar{Z} + X) + XZ(Y + \bar{A}B) + \\ + \bar{X}Y\bar{Z} + A\bar{B}\bar{X}(Y + \bar{Z})\,;$$

$$z = \bar{A}BZ + A\bar{B}Z + \bar{X}YZ + X\bar{Y}Z + \\ + \bar{A}\bar{B}(\bar{X}Y + X\bar{Y})\,;$$

$$z = Z(\bar{A}B + A\bar{B}) + (\bar{X}Y + X\bar{Y})(Z + \bar{A}\bar{B}).$$

2. Realizarea schemei logice

Cunoscînd acum expresiile algebrice ale excitațiilor secundare și ale variabilelor de ieșire este foarte ușor de a se realiza schemele lor logice, utilizînd circuitul NAND din sistemul USILOG I, care realizează funcția logică SINU — fiind cunoscut că orice funcție logică poate fi scrisă utilizînd această operație.

Cu precauțiile indicate se poate presupune că s-a eliminat hazardul de continuitate, chiar dacă expresiile algebrice ale lui x, y, z, conțin atît variabilele primare, cît și complementele lor.

Se propune, totuși, o verificare suplimentară. Cum la funcționarea circuitelor de comutație statică, diferențierea în timp a stărilor este dificil de urmărit, se realizează circuitul după funcțiile logice, cu relee și contacte. Stările nestabile în funcționarea schemelor cu contacte, se succed sacadat, încît diferențierea stărilor este clară.

Eventualele hazarduri de continuitate datorate variabilelor primare A și B se vor înlătura, operînd direct asupra circuitului, corectînd, în final, expresiile algebrice ale excitațiilor secundare. Pe baza noilor expresii logice obținute se poate realiza fără grijă schema logică cu elemente NAND.

Iată în figura 11 circuitul cu contacte și relee realizat după expresiile algebrice x, y, z.

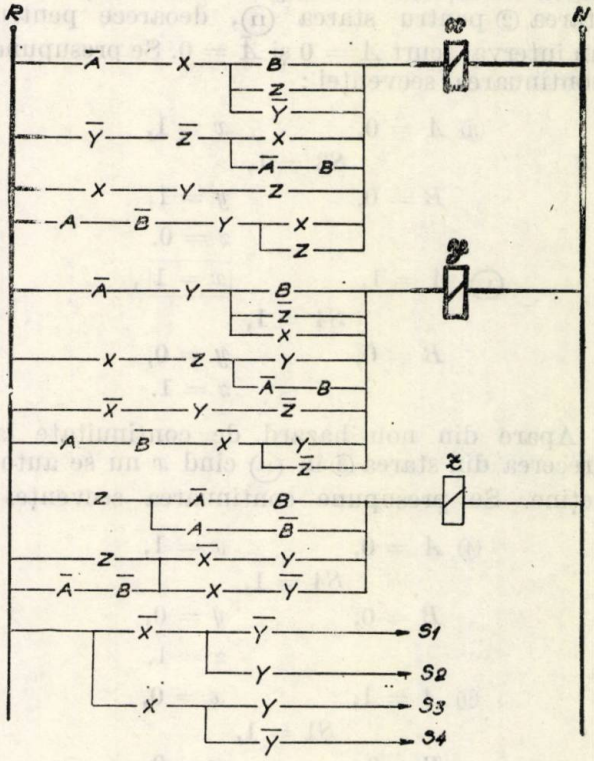


Fig. 11. Circuitul realizat cu contacte și relee.

Se urmărește pe schemă realizarea programului cerut, considerînd întîi comenzile A. Se analizează numai stările stabile, cînd starea de excitație a bobinei releului corespunde cu starea de lucru a contactelor sale :

① $A = 0$, $x = 0$,

$S1 = 1$,

$B = 0$, $y = 0$,

$z = 0$.

⑩ $A = 1$, $x = 0$,
$S2 = 1$,
$B = 0$, $y = 1$,
$z = 0$.

② $A = 0$, $x = 0$,
$S2 = 1$,
$B = 0$, $y = 1$,
$z = 1$.

⑪ $A = 1$, $x = 1$,
$S3 = 1$,
$B = 0$, $\overline{|y = 1|}$,
$z = 1$.

La trecerea în această stare se observă apariţia hazardului de continuitate la acţionarea lui A, cînd releul y nu se autoreţine din starea ② pentru starea ⑪, deoarece pentru un interval scurt $A = 0$ şi $\bar{A} = 0$. Se presupune continuarea secvenţei :

③ $A = 0$, $x = 1$,
$S3 = 1$,
$B = 0$, $y = 1$,
$z = 0$.

⑫ $A = 1$, $\overline{|x = 1|}$,
$S4 = 1$,
$B = 0$, $y = 0$,
$z = 1$.

Apare din nou hazard de continuitate la trecerea din starea ③ în ⑫ cînd x nu se autoreţine. Se presupune continuarea secvenţei :

④ $A = 0$, $x = 1$,
$S4 = 1$,
$B = 0$, $y = 0$,
$z = 1$.

⑨ $A = 1$, $x = 0$,
$S1 = 1$,
$B = 0$ $y = 0$
$z = 0$.

Urmărind funcţionarea pentru comanda prin B se constată apariţia aceluiaşi hazard. Se va opera direct asupra circuitului din figura 11, căutînd să se înlăture hazardul apărut şi sesizat la trecerile de mai sus. Introducînd astfel contactul $\bar{B}$ în paralel cu $\bar{Y}$, în ramura a II-a pentru x şi în paralel cu X în ramura a II-a pentru y, se va constata funcţionarea fără hazard a schemei pentru comanda A. Introducînd acum contactul $\bar{A}$ în paralel cu $\bar{Y}$ în ramura pentru x şi în paralel cu X tot în ramura pentru y se constată funcţionarea fără hazard pentru comanda prin B.

În final, pentru circuitul corectat din figura 12 rezultă expresiile logice fără hazard ale excitaţiilor secundare.

$$x = \bar{A}X(\bar{B} + Z + \bar{Y}) + \bar{Z}(\bar{Y} + \bar{B})(X + \bar{A}B) + XYZ + A\bar{B}Y(X + Z);$$

$$y = \bar{A}Y(\bar{B} + \bar{Z} + X) + Z(X + \bar{B})(Y + \bar{A}B) + \bar{X}Y\bar{Z} + A\bar{B}\bar{X}(Y + \bar{Z});$$

$$z = Z(\bar{A}B + A\bar{B}) + (\bar{X}Y + X\bar{Y})(Z + \bar{A}\bar{B});$$

$$S1 = \bar{X}\bar{Y};\ S2 = \bar{X}Y;\ S3 = XY;\ S4 = X\bar{Y}.$$

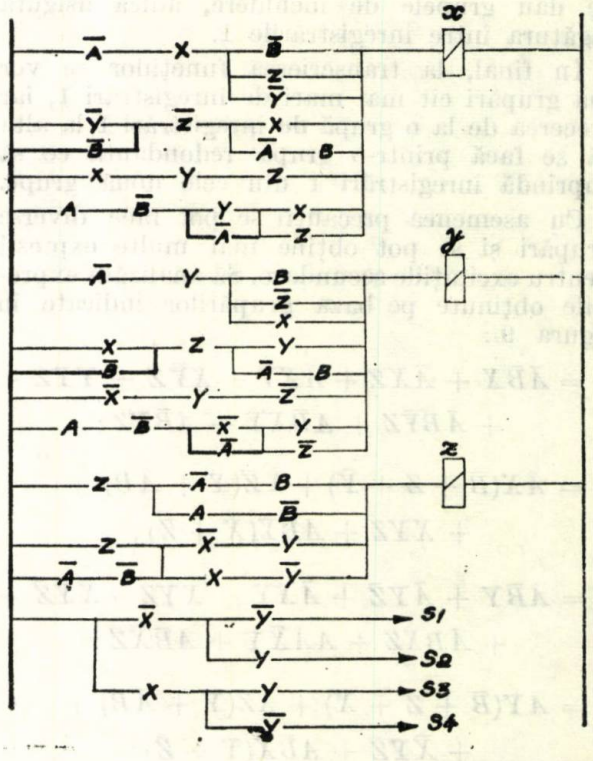


Fig. 12. Circuitul realizat cu contacte şi relee cu corecţii pentru eliminarea hazardului de continuitate.

Cunoscînd modul de realizare a funcţiilor logice elementare SI ; SAU ; NU cu ajutorul funcţiei „SINU", se obţine schema logică cu elemente logice NAND din figura 13, realizabilă, de exemplu, cu 4 plăci $A-NZ$ şi 2 plăci $A-N3$ conform I 2 I.

3. Avantajul circuitelor secvenţiale cu reacţii prin circuite basculante

La sinteza circuitelor secvenţiale cu reacţii prin circuite basculante nu mai trebuie să se ţină seamă de restricţiile impuse de trecerile critice şi de hazardul de continuitate, respectînd condiţia generală, ca timpul de răspuns al circuitelor basculante să fie cu puţin superior duratei totale a ansamblului de impulsuri secundare.

Prin raţionament, pentru exemplul nostru, utilizînd proprietăţile unui NUMĂRĂTOR ÎN INEL BIDIRECŢIONAL, se poate realiza un circuit care să realizeze secvenţa cerută.

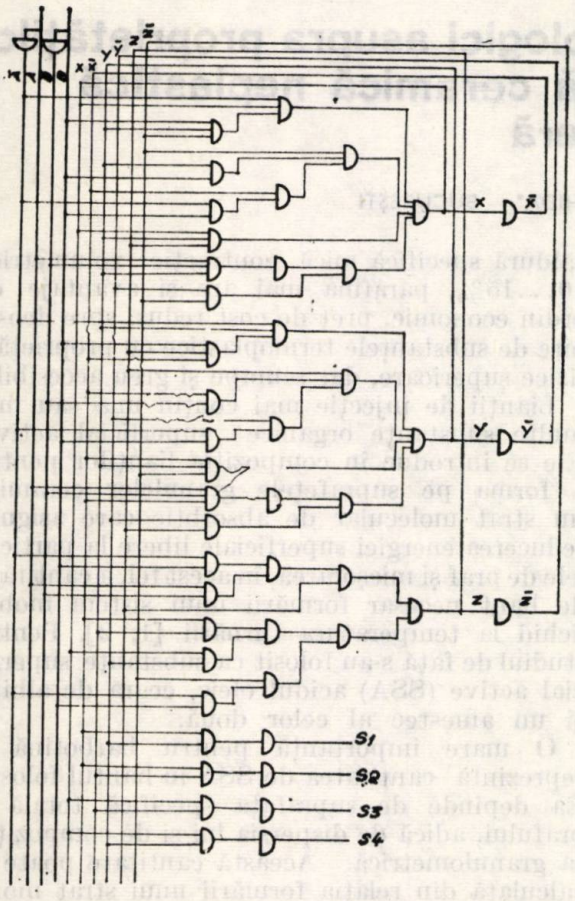


Fig. 13. Circuitul fără hazard realizat cu elemente logice NAND.

În acest scop se utilizează două plăci de tipul *A — Rr* conform I2I conectate după indicaţiile din figura 14. Prin aplicarea impulsului de ştergere iniţial va fi înregistrată informaţia $S1 = 1$; $S2 = 0$; $S3 = 0$; $S4 = 0$.

4. Concluzii

Hazardul de continuitate, prezent atît în circuitele logice secvenţiale realizate cu relee, cît şi în cele realizate cu elemente de comutaţie statică, poate constitui o sursă de defecte la funcţionarea schemelor. De aceea, la sinteza unui circuit secvenţial cu reacţii directe, ce urmează a fi realizat cu elemente de comutaţie statică, cu toate precauţiile luate la transcrierea expresiilor algebrice a excitaţiilor secundare şi a variabilelor de ieşire, înainte de realizarea schemei logice, este bine de făcut o verificare suplimentară, urmărind funcţionarea circuitului pe o schemă cu contacte şi relee.

Eliminarea unui eventual hazard constatat se poate face direct pe circuit, corectînd ulterior şi expresiile algebrice, după care poate fi realizat circuitul logic cu elemente de comutaţie statică — circuit lipsit de hazard.

Bibliografie

[1] *Naslin, P.* Circuite logice şi automatizări secvenţiale, Bucureşti, Editura tehnică, 1967, p. 315—321 şi p. 329—330.

[2] * * * I.P.A., F.E.A: USILOG I sistem de comutaţie statică, manual 1971, vol. I, p. 6—1 şi 1—1.

[3] *Damsker, D.* Principii şi mijloace noi de automatizare a acţionărilor electrice. Bucureşti, Editura Academiei R.S.R., 1964, p. 53—63.

[4] *Kelemen, A., Crivii, M., Sekely, A.* Motor pas cu pas reactiv de tip reductor cu întrefier axial. In: Electrotehnica Electronica şi Automatica 23, octombrie 1975.

Intrat în redacţia la 3.V.1976

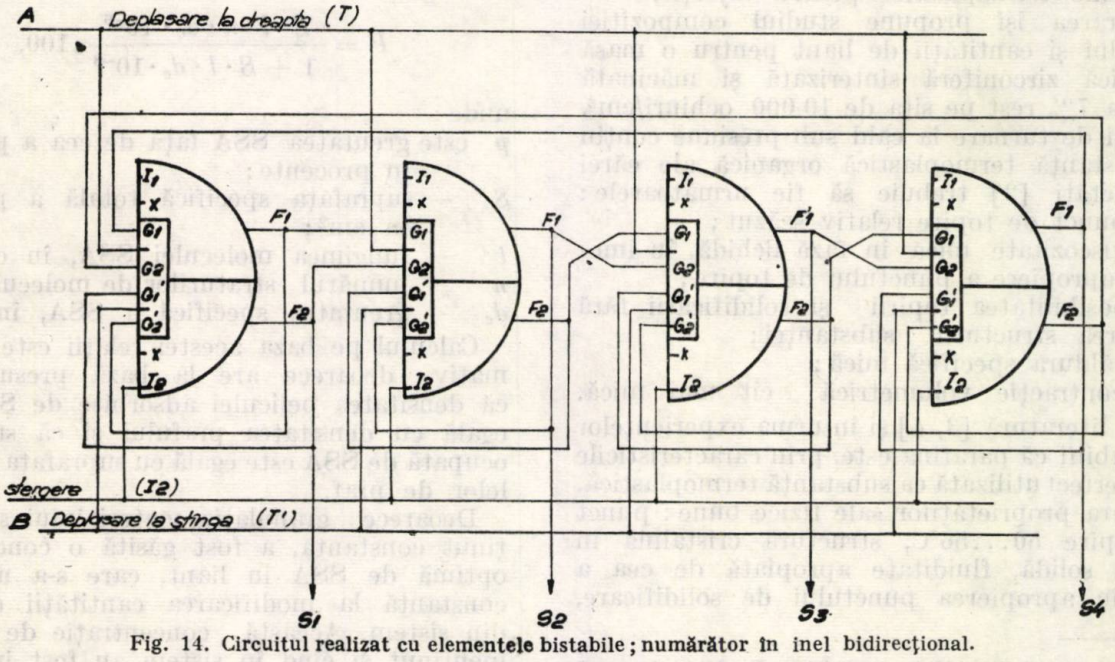


Fig. 14. Circuitul realizat cu elementele bistabile; numărător în inel bidirecţional.

CZ 621.743 : 422

BARBOTINĂ TERMOPLASTICĂ
LIANT TEHNOLOGIC
SUBSTANȚĂ SUPERFICIAL ACTIVĂ
TURNARE LA CALD SUB PRESIUNE

Studiul influenței lianților tehnologici asupra proprietăților barbotinelor pentru o masă ceramică neplastică zirconiferă

GHEORGHE HIDA, RODICA HIDA* — BUCUREȘTI

În această lucrare este prezentată influența lianților termoplastici asupra proprietăților de curgere și stabilitate ale barbotinelor folosite la fasonarea prin injecție a pieselor ceramice. Masa ceramică utilizată este o pulbere zirconiferă sinterizată, iar liantul conține parafină tehnică și substanțe superficial active: ceara de albine și acidul oleic.

Piesele ceramice cu forme complicate și toleranțe reduse, confecționate din pulberi neplastice, de obicei mase sinterizate, se formează prin turnare sub presiune, din barbotine cu lianți organici. Capacitatea unei barbotine de-a umple spațiile cele mai înguste ale matrițelor, înainte de-a se solidifica, constituie aptitudinea de turnare a acestuia. Această calitate depinde de compoziția chimică a pulberii, de granulometria ei, de compoziția și cantitatea de liant [1]. Cercetările efectuate asupra compoziției granulometrice a unor mase ceramice și asupra variației calității barbotinelor cu granulația pulberii [2] au permis stabilirea, pentru un mare număr de cazuri, a compoziției granulometrice optime, a unor barbotine termoplastice pentru injecție.

Lucrarea își propune studiul compoziției liantului și cantității de liant pentru o masă ceramică zirconiferă sinterizată și măcinată pînă la 7% rest pe sita de 10 000 ochiuri/cm². Lianții de turnare la cald sub presiune conțin o substanță termoplastică organică ale cărei proprietăți [2] trebuie să fie următoarele:

— punct de topire relativ scăzut;
— viscozitate mică în fază lichidă, în imediata apropiere a punctului de topire;
— posibilitatea topirii și solidificării fără alterarea structurii substanței;
— căldura specifică mică;
— contracție volumetrică cît mai mică.

Din literatură [3, 4] și în urma experiențelor s-a stabilit că parafina este, prin caracteristicile sale, perfect utilizată ca substanță termoplastică. În afara proprietăților sale fizice bune: punct de topire 50...56°C, structură cristalină în starea solidă, fluiditate apropiată de cea a apei în apropierea punctului de solidificare, căldură specifică mică, contracție volumetrică 10...15%, parafina mai are și avantaje de ordin economic, preț de cost redus, spre deosebire de substanțele termoplastice cu proprietăți fizice superioare, dar scumpe și greu accesibile.

Lianții de injecție mai conțin una sau mai multe substanțe organice superficial active. Ele se introduc în compoziția lianților pentru a forma pe suprafețele granulelor ceramice un strat molecular de absorbție care asigură reducerea energiei superficiale libere la particulele de praf și micșorarea, în acest fel, a cantității de liant necesar formării unui sistem mobil, lichid la temperatura turnării [1, 2]. Pentru studiul de față s-au folosit ca substanțe superficial active (SSA) acidul oleic, ceara de albine și un amestec al celor două.

O mare importanță pentru barbotină o reprezintă cantitatea de SSA în liantul folosit. Ea depinde de suprafața specifică totală a prafului, adică de dispersia lui și de compoziția sa granulometrică. Această cantitate poate fi calculată din relația formării unui strat mono sau dimolecular [1, 5]:

$$P = \frac{S \cdot l \cdot n \cdot d_c \cdot 10^{-6}}{1 + S \cdot l \cdot d_c \cdot 10^{-8}} \cdot 100,$$

unde:

p este greutatea SSA față de cea a prafului, în procente;
S — suprafața specifică totală a prafului, în cm²;
l — lungimea moleculei SSA, în cm;
n — numărul straturilor de molecule SSA;
d_c — greutatea specifică a SSA, în g/cm².

Calculul pe baza acestei relații este aproximativ, deoarece are la bază presupunerea că densitatea peliculei adsorbite de SSA este egală cu densitatea prafului și că suprafața ocupată de SSA este egală cu suprafața particulelor de praf.

Deoarece granulația materialului s-a menținut constantă, a fost găsită o concentrație optimă de SSA în liant, care s-a menținut constantă la modificarea cantității de liant din sistem. Această concentrație de 6% s-a menținut și cînd în sistem au fost introduse amestecuri de SSA. De altfel, s-a constatat

* Ing. chimist Gh. Hida și fizician R. Hida lucrează la ICPE — București.

experimental că creşterea cantităţii de SSA peste 6% determină o creştere a viscozităţii sistemului şi o scădere apreciabilă a rezistenţei mecanice a produselor ceramice după sinterizare.

Aparatură şi metode

Pentru determinările capacităţii de curgere s-a folosit o instalaţie simplă [2, 5], compusă dintr-un vas cu pereţi dubli şi prevăzut cu un orificiu calibrat astupat cu o tijă (fig. 1).

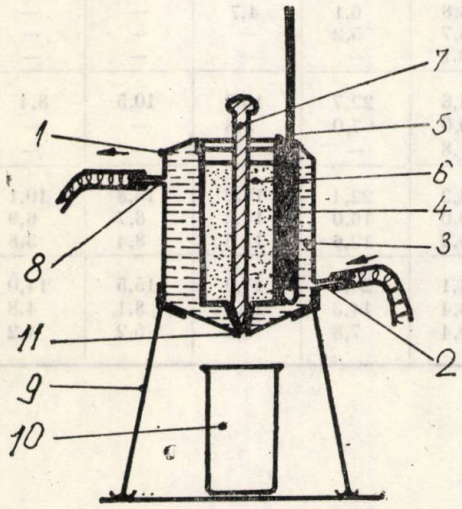


Fig. 1. Aparat pentru determinarea viscozităţii fluidelor: *1* — corpul aparatului; *2* — ştuţul de intrare a uleiului; *3* — uleiul de încălzire; *4* — teaca termometrului; *5* — termometru; *6* — barbotina; *7* — tijă de lemn pentru astuparea orificiului de curgere; *8* — ştuţul de ieşire a uleiului; *9*—suportul aparatului; *10* — recipient calibrat pentru colectarea barbotinei; *11* — orificiul de curgere.

Vasul s-a umplut cu barbotină caldă, s-a aşteptat răcirea sistemului la temperatura de determinare, agitîndu-se continuu pentru împiedicarea sedimentării. S-a ridicat apoi tija de lemn şi s-a cronometrat timpul de umplere a recipientului de sub orificiu. S-au făcut 3...5 determinări pentru o temperatură. Lichidul care încălzeşte pereţii vasului este ulei mineral obişnuit. El este încălzit şi pompat de un termostat.

Datele pentru sedimentare au fost obţinute prin citirea nivelului de lichid translucid, care apare la suprafaţa unei barbotine menţinute la aceeaşi temperatură timp de 20 ore.

Pentru aceasta s-au umplut cilindri de 5 cm³ capacitate cu aceste barbotine. Cilindrii au fost introduşi în etuvă şi menţinuţi timp de 20 de ore la 70°C. S-a ales această temperatură deoarece turnarea la cald sub presiune se face la aproximativ 70°C. Determinările făcute la 60°C şi 80°C nu diferenţiază esenţial barbotinele între ele.

Experimentări

Pentru experimentări s-a folosit o masă ceramică vitrificată [6] cu dispersie fină, rezultat al măcinării, cunoscută sub indicativul 9 F, din sistemul $SIO_2—ZrO_2—Al_2O_3$. Au fost preparate două şarje de pulbere ceramică, una cu nisip zirconifer cu granulaţia de 100...300 μm notată cu *G*, iar alta cu silicat de zirconiu cu granulaţia între 60...100 μm notată cu *g* [7].

Parametrii de preparare a celor două şarje au fost menţinuţi constanţi, de cea mai mare importanţă fiind constanţa parametrilor de vitrifiere şi de măcinare.

S-au ales trei lianţi parafinici cu conţinut de 6% SSA. Cel cu ceară de albine a fost notat cu *C*, cel cu acid oleic cu *O*, iar cel cu amestec de ceară şi acid oleic cu *P* [7].

Cu fiecare liant s-au preparat trei sisteme de turnare, variindu-se procentul de liant între 12 şi 14%. S-au obţinut astfel 18 variante de barbotine.

Pentru prepararea lor a fost folosit un amestecător termostatat încălzit la 80°C. Pulberea ceramică a fost împărţită în 3 părţi în raportul 6 :3 :1 şi introdusă în liantul topit din amestecător la intervale de 1/2 oră, după o încălzire prealabilă la 80...90°C. Barbotina a fost menţinută în amestecător pînă ce variaţia viscozităţii a devenit neînsemnată.

Cu barbotinele astfel obţinute s-a determinat variaţia viscozităţii cu temperatura. Au fost făcute cîte trei determinări pentru fiecare temperatură, înscriindu-se apoi valoarea medie respectivă. Rezultatele obţinute au fost trecute în tabelul 1.

De asemenea, din fiecare variantă de barbotină s-a umplut cîte un cilindru gradat de 5 cm³ şi s-a lăsat să se întărească. Toţi cei 18 cilindri s-au introdus în etuva încălzită la 70°, urmărindu-se lichefierea barbotinelor. S-a observat apoi gradul lor de sedimentare, citind la fiecare cilindru gradat diviziunile de lichid translucid — liantul — de deasupra zonei opace. Citirile s-au făcut la intervale de 1 oră, 5 ore şi apoi la 20 ore. Rezultatele au fost trecute în tabelul 2.

Rezultate şi comentarii

S-a observat variaţia viscozităţii barbotinelor cu temperatura. Pe baza datelor obţinute s-au trasat curbele din figura 2 şi 3. Se observă, în primul rînd, o diferenţiere netă între cele două şarje de masă ceramică. Deoarece compoziţia oxidică a celor două şarje este aproape aceeaşi, această comportare diferită se poate pune în seama diferenţelor de compoziţie granulometrică provenite de la cele două materii prime (nisip zirconifer, silicat de zirconiu). Într-adevăr, suprafeţele specifice ale celor două ceramici diferă sensibil între ele şi, deci diferă şi capacitatea prafului de a adsorbi liant. Este însă interesant de observat că masa

Tabelul 1

Nr. crt.	Tipul barbotinei			Temperatura, °C								
	Tip masă	Tip liant	Cantitate liant %	58	60	62,5	65	70	75	80	85	
1			12	10,7	7,2	6,2	5,8	—	—	—	—	
2		C	13	5,9	5,3	5,1	4,8	—	—	—	—	
3			14	5,4	3,4	3,2	2,9	—	—	—	—	
4			12	9,6	6,9	5,9	5,3	—	—	—	—	
5	9FG	O	13	5,6	3,1	2,9	2,4	—	—	—	—	
6			14	5,1	3,0	2,7	2,1	—	—	—	—	
7			12	11,4	8,1	7,3	6,8	6,1	4,7	—	—	
8		P	13	7,1	6,6	6,2	5,7	5,2	—	—	—	
9			14	6,3	5,1	3,9	3,1	—	—	—	—	
10			12	—	—	—	26,6	22,7	16,7	10,5	8,4	
11		C	13	—	11,3	10,6	10,0	7,0	5,8	—	—	
12			14	—	6,8	5,6	4,8	—	—	—	—	
13			12	—	—	—	28,2	22,4	18,2	13,8	10,1	
14	9Fg	O	13	—	28,7	22,3	20,0	16,0	14,6	8,7	6,9	
15			14	—	24,2	17,3	15,2	13,6	11,8	8,4	3,8	
16			12	—	—	25,8	24,1	20,4	17,9	15,5	14,0	
17		P	13	—	24,0	20,8	18,4	14,3	11,1	8,1	4,8	
18			14	—	14,5	12,1	10,4	7,8	6,3	5,2	4,2	

Timp τ, s

Tabelul 2

Nr. crt.	Tipul barbotinei			Timp de sedimentare, ore			
	Tip masă	Tip liant	Cant. liant %	1	5	20	
1			12	—	0,5	1,5	
2		C	13	—	0,5	2,8	
3			14	—	1,0	3,0	
4			12	0,5	1,5	2,5	
5	9Fg	O	13	1,0	2,5	4,5	
6			14	1,5	3,5	5,5	
7			12	—	—	0,5	
8		P	13	—	0,5	1,0	
9			14	0,5	1,0	2,0	
10			12	—	0,5	1,0	
11		C	13	—	0,5	1,5	
12			14	—	1,0	2,0	
13			12	—	—	0,5	
14	9Fg	O	13	—	0,5	1,0	
15			14	0,2	0,5	1,5	
16			12	—	—	—	
17		P	13	—	—	0,2	
18			14	—	0,2	1,0	

Dimensiuni, mm

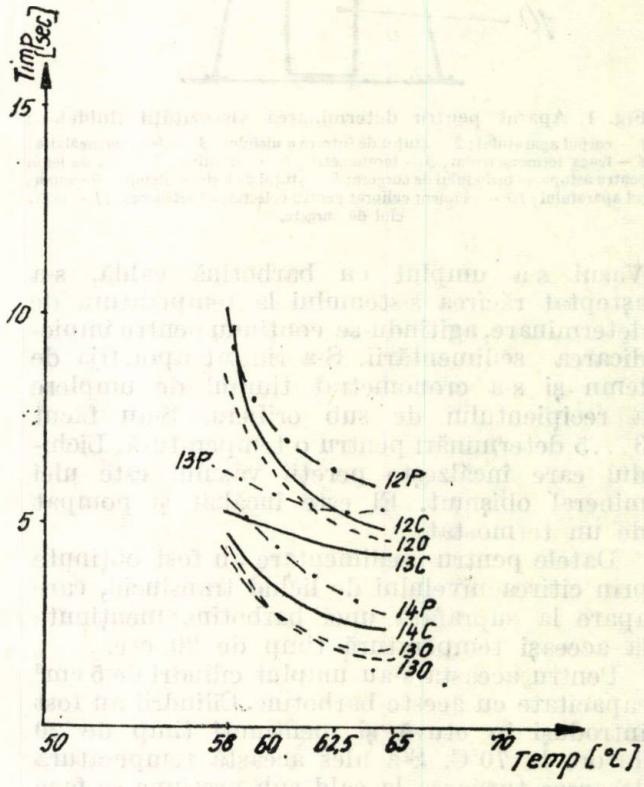


Fig. 2. Variaţia viscozităţii cu temperatura pentru masa 9FG:
1 — liant *C*; 2 — liant *O*; 3 — liant *P*.

9FG nu prezintă diferenţe esenţiale de curgere, indiferent de tipul de liant folosit, deci, oricare din amestecurile SSA acţionează în acest caz aproximativ la fel.

S-a observat, de altfel, că în general în barbotinele obţinute din diverse mase ceramice, la care măcinarea este astfel condusă încît procentul de fin să fie cît mai mic, deci şi suprafaţa specifică mică, nu există diferenţe mari de comportare la curgere. Aceste mase sînt uşor de obţinut şi folosirea lor este împiedicată

doar de proprietăţile inferioare mecanice şi electrice, esenţiale la ceramica pentru electrotehnică.

Masa 9 Fg prezintă o suprafaţă specifică mare. Această calitate face ca SSA din liant

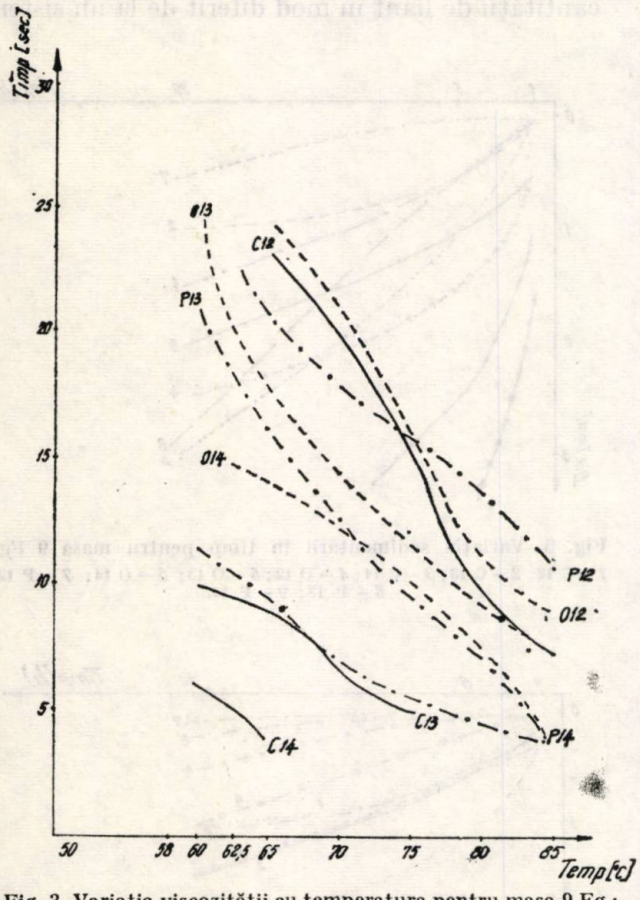


Fig. 3. Variaţia viscozităţii cu temperatura pentru masa 9 Fg : *1* – liant *C*; *2* – liant *O*; *3* – liant *P*.

să fie solicitată într-o măsură mai mare, apărînd diferenţe de comportare care merită observate cu toată atenţia.

La aceeaşi temperatură (fig. 4, 5), variaţia curgerii cu cantitatea de liant este aproape liniară la barbotinele cu ceară de albine chiar în amestec cu acid oleic, spre deosebire de acesta din urmă, la care un procent de liant în plus măreşte în mod sensibil fluiditatea sistemului.

Rezultatele au permis obţinerea unor concluzii interesante privind alegerea tipului de liant special pregătirii unei barbotine cu calităţi de curgere optime.

În afara faptului că este de preferat, datorită contracţiilor la sinterizare, o barbotină termoplastică cu cît mai puţin liant posibil, din curbele din figurile de mai sus rezultă că lianţii conţinînd ceara de albine sînt superiori pentru calităţile lor de curgere. Din studiu rezultă trei concluzii importante :

Variaţia fluidităţii barbotinelor cu acid oleic este foarte mare de la o temperatură de turnare la alta şi de la un procent de liant la altul. Acest lucru stînjeneşte nu numai un studiu de proprietăţi pe mai multe şarje de barbotine,

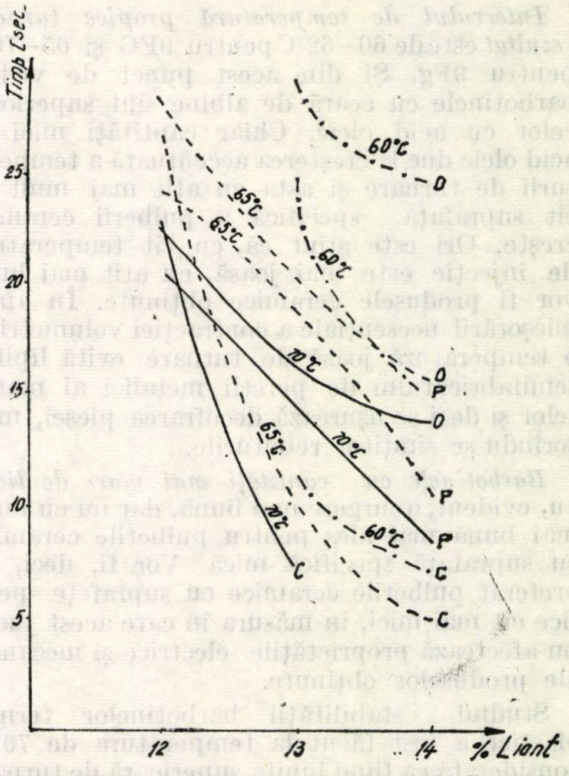


Fig. 4. Variaţia viscozităţii cu cantitatea de liant pentru diferite temperaturi, la masa 9 Fg : *1* – 70°C; *2* – 65°C; *3* – 60°C.

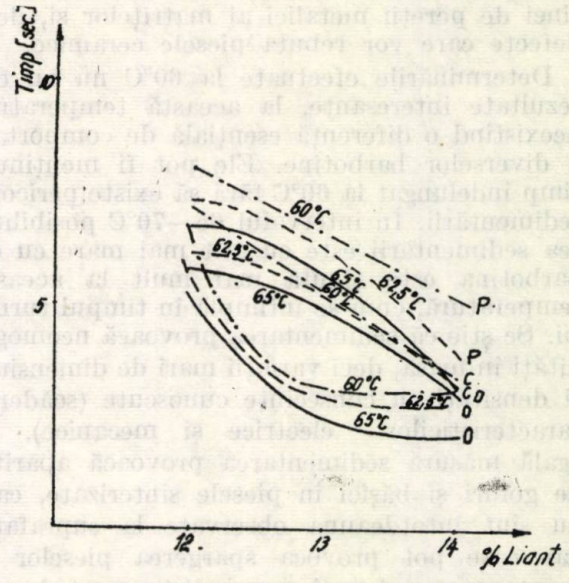


Fig. 5. Variaţia viscozităţii cu cantitatea de liant pentru diferite temperaturi, la masa 9 Fg : *1* – 65°C; *2* – 62,5°C; *3* – 60°C.

ci şi obţinerea de piese ceramice a căror caracteristici fizico-mecanice să nu varieze de la lot la lot. Din acest punct de vedere ceara de albine conferă sistemelor calităţi superioare. În cantităţi mici însă, alături de ceara de albine,

acidul oleic îmbunătăţeşte considerabil fluiditatea sistemelor, lucru uşor de observat pe curbele barbotinelor *P*.

Intervalul de temperatură propice turnării rezultat este de 60—62°C pentru 9FG şi 65—70°C pentru 9Fg. Şi din acest punct de vedere barbotinele cu ceară de albine sînt superioare celor cu acid oleic. Chiar cantităţi mici de acid oleic duc la creşterea accentuată a temperaturii de turnare şi asta cu atît mai mult cu cît suprafaţa specifică a pulberii ceramice creşte. Ori este ştiut că, cu cît temperatura de injecţie este mai joasă, cu atît mai bune vor fi produsele ceramice obţinute. În afara micşorării neesenţiale a contracţiei volumetrice, o temperatură joasă de turnare evită lipirea semifabricatului de pereţii metalici ai matriţelor şi deci se uşurează decofrarea piesei, micşorîndu-se simţitor rebuturile.

Barbotinele cu cantităţi mai mari de liant au, evident, o curgere mai bună, dar nu cu mult mai bună mai ales pentru pulberile ceramice cu suprafaţă specifică mică. Vor fi, deci, de preferat pulberile ceramice cu suprafeţe specifice cît mai mici, în măsura în care acest lucru nu afectează proprietăţile electrice şi mecanice ale produselor obţinute.

Studiul stabilităţii barbotinelor termoplastice a fost făcut la temperatura de 70°C, considerată ca fiind limita superioară de turnare pentru sistemele studiate. Experimental, s-a constatat că peste această temperatură injecţiile provoacă o aderare accentuată a barbotinei de pereţii metalici ai matriţelor şi, deci, defecte care vor rebuta piesele ceramice.

Determinările efectuate la 60°C nu au dat rezultate interesante, la această temperatură neexistînd o diferenţă esenţială de comportare a diverselor barbotine. Ele pot fi menţinute timp îndelungat la 60°C fără să existe pericolul sedimentării. În intervalul 65—70°C posibilitatea sedimentării este cu atît mai mare cu cît barbotina este ţinută mai mult la această temperatură, cum se întîmplă în timpul turnării. Se ştie că sedimentarea provoacă neomogenităţi în masă, deci variaţii mari de dimensiuni şi densităţi cu consecinţe cunoscute (scăderea caracteristicilor electrice şi mecanice). În egală măsură sedimentarea provoacă apariţia de goluri şi băşici în piesele sinterizate, care nu sînt întotdeauna observate la suprafaţă, dar care pot provoca spargerea pieselor la montare sau şi mai grav, distrugerea lor în timpul funcţionării aparatului.

O măsură de evitare a sedimentării ar fi agitarea continuă a barbotinelor în timpul injecţiei, dar astfel se introduce mult aer în sistem şi, ca atare posibilitatea apariţiei bulelor de aer în piesele ceramice. În figura 6 şi 7 sînt prezentate curbele de sedimentare ale variantelor studiate. Aşa cum era de aşteptat, barbotinele conţinînd pulberi cu suprafaţă specifică mare prezintă o bună stabilitate în timp, la fel ca şi barotinele cu puţin liant.

Stabilitatea sistemelor creşte cu micşorarea cantităţii de liant în mod diferit de la un sistem

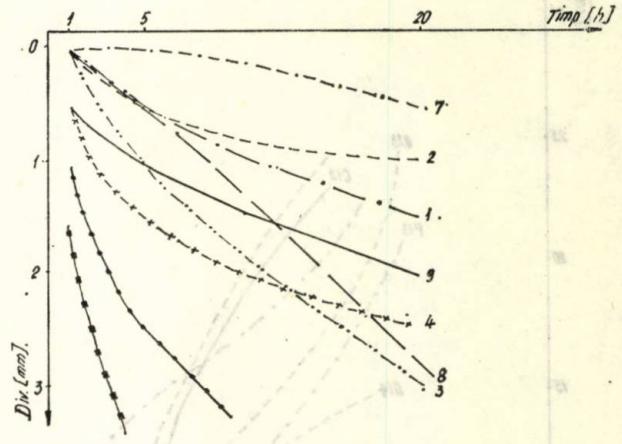


Fig. 6. Variaţia sedimentării în timp pentru masa 9 Fg: *1* — C 12; *2* — C 13; *3* — C 14; *4* — O 12; *5* — O 13; *6* — O 14; *7* — P 12; *8* — P 13; *9* — P 14.

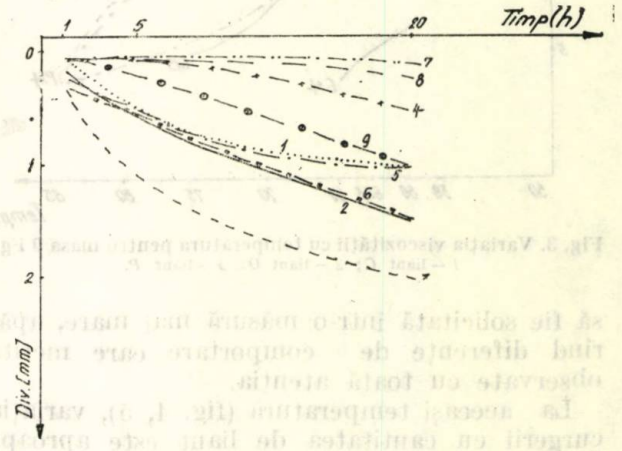


Fig. 7. Variaţia sedimentării în timp pentru masa 9 Fg: *1* — C 12 g; *2* — C 13 g; *3* — C 14 g. *4* — O 12 g; *5* — O 13 g; *6* — O 14 g; *7* — P 12 g; *8* — P 13 g; *9* — P 14 g.

la altul, aşa cum rezultă din figurile 8 şi 9. Se observă o tendinţă de sedimentare mare în primele ore, atît la liantul cu ceară de albine, cît şi la cel cu acid oleic, dacă după o primă perioadă de sedimentare, barbotinele cu ceară de albine se stabilizează, în timp ce cele cu acid oleic, deşi au avut o sedimentare accentuată în prima parte, îşi continuă sedimentarea în acelaşi ritm. În schimb, sistemele cu amestec de ceară de albine şi acid oleic au o comportare mult mai bună, ele avînd o sedimentare redusă în prima parte a intervalului, crescînd după cinci ore de menţinere la aceeaşi temperatură.

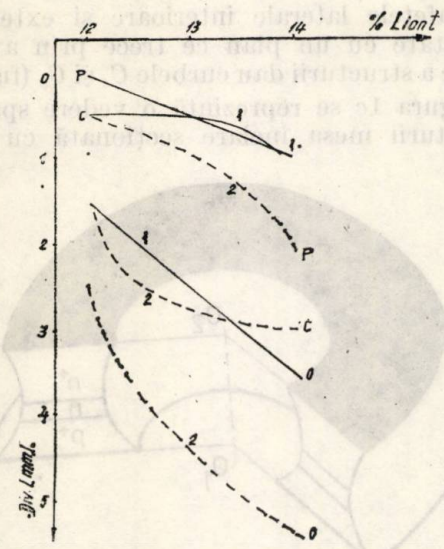


Fig. 8. Variaţia sedimentării cu cantitatea de liant la 5 şi la 20 ore pentru masa 9 Fg:
1 — 5 ore; *2* — 20 ore.

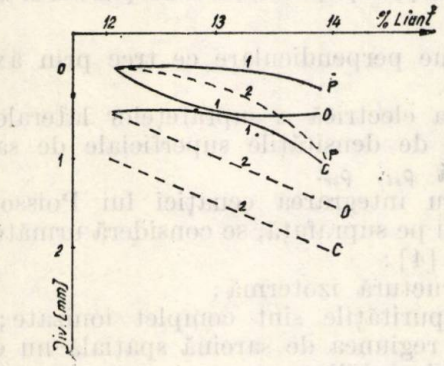


Fig. 9. Variaţia sedimentării cu cantitatea de liant la 5 şi la 20 ore, pentru masa 9 Fg.
1 — 5 ore; *2* — 20 ore.

Concluzii

Au fost studiate caracteristicile de curgere şi stabilitate ale unor barbotine sub influenţa calităţii şi cantităţii de liant folosit, pentru o pulbere ceramică sinterizată în sistemul $SiO_2 - ZrO_2 - Al_2O_3$. În urma rezultatelor experimentale se recomandă pulberile cu suprafeţe specifice cît mai mici, iar ca SSA amestecul ceară de albine — acid oleic. Proporţia de liant trebuie să garanteze posibilitatea turnării sub 65°C în condiţii optime.

Bibliografie

[1] *Dinescu, R.* Bazele tehnologiei ceramicii şi refractarelor. Bucureşti, Ed. tehnică 1966.

[2] *Gribovschi, P. O.* Goriacee litie keramiceskih izdelii. Moscova, Gosenergoizdat, 1961.

[3] *Nenitescu, C. D.* Chimie organică. Vol. I, Bucureşti, Ed. didact. şi pedag., 1961.

[4] * * * Manualul inginerului chimist. Vol. I. Bucureşti, Ed. tehnică, 1972.

[5] *Bratu, E.* Operaţii şi utilaje în industria chimică, Vol. I. Bucureşti, Ed. tehnică, 1969.

[6] *Diaconu, L., Nichiforescu, P.* Materiale ceramice pentru camere de stingere pentru aparataj de medie tensiune cu funcţionare în aer. Referat ICPE la problema B9/1968.

[7] *Hida, G., Nichiforescu, P.* Materiale ceramice zirconifere cu aplicaţii la descărcătoare. Referat ICPE la problema 451, 1974.

Intrat în redacţie la 7.II.1977

CZ 621.3.013 : 517.392

CÎMP ELECTRIC
STRUCTURA MESA INELARĂ
MODEL DE CALCUL

Distribuţia cîmpului electric într-o structură mesa inelară p^+nn^+, polarizată invers

ION COSTEA, TUDOR DUNCA* — BUCUREŞTI

Introducere

Uniformitatea avalanşei într-o diodă p^+nn^+ este condiţionată de o distribuţie uniformă a vectorului cîmp electric în volumul dispozitivului. Bakowski [1] şi Cornu [2] analizează distribuţia cîmpului electric pentru o structură pn, evidenţiind existenţa unui cîmp mai mare în regiunea controlată de suprafaţă decît în volum. Dioda p^+nn^+, realizată în construcţie mesa, este investigată cu calculatorul [3, 4], precizînd rolul unghiului la interfaţa nn^+ asupra variaţiei cîmpului electric.

M. Bakowski [5] a dovedit experimental existenţa unui maxim al cîmpului electric înspre suprafaţa de corodare.

Lucrările citate analizează structuri disc cu simetrie cilindrică. Structura inelară p^+nn^+, prezentată în această lucrare, este utilizată

* Ing. *I. Costea* este asistent la Institutul politehnic — Bucureşti, iar ing. *T. Dunca* lucrează la IPRS—Băneasa.

pentru construcţia diodelor cu avalanşă şi timp de tranzit (IMPATT).

Dioda IMPATT, generatoare sau amplificatoare de microunde are o eficienţă scăzută (2 —10%), ceea ce implică disiparea unei puteri considerabile pentru a se obţine o putere de radiofrecvenţă apreciabilă (sute mW, W). Dioda IMPATT inelară are o rezistenţă termică mai mică decît dioda disc la grosimi şi arii efective egale.

Structura inelară realizată prin corodare mesa cere o analiză atentă a uniformităţii cîmpului electric care determină o avalanşă uniformă. De aceea, suprafeţele (interioară şi exterioară) obţinute prin corodare trebuie să determine, în planul joncţiunii şi la interfaţa nn^+, unghiuri pozitive (fig. 1*b*). Aceste suprafeţe caracterizate de unghiuri pozitive asigură ca străpungerea să fie determinată de profilul de impurităţi.

În lucrare se calculează, cu ajutorul calculatorului electronic, distribuţia bidimensională a cîmpului electric, ţinînd seamă de profilul de impurităţi, de suprafeţele de corodare, de starea lor electrică, de dielectricul din jurul structurii şi de grosimea inelului.

1. Structura inelară. Bazele fizice ale modelului de calcul

Structura se obţine dintr-o plachetă din siliciu (Si) nn^+, în care se face o difuzie cu bor (p^+). Distribuţia de impurităţi este prezentată în figura 1*a*. În regiunea p^+ doparea cu impurităţi este dată de legea lui Gauss, iar în regiunea nn^+ de funcţia *erfc* (redistribuţia impurităţilor).

Structurile inelare se realizează prin corodarea chimică a plachetei dinspre substratul n^+, pe care se depun măştile metalice de forma unor coroane circulare.

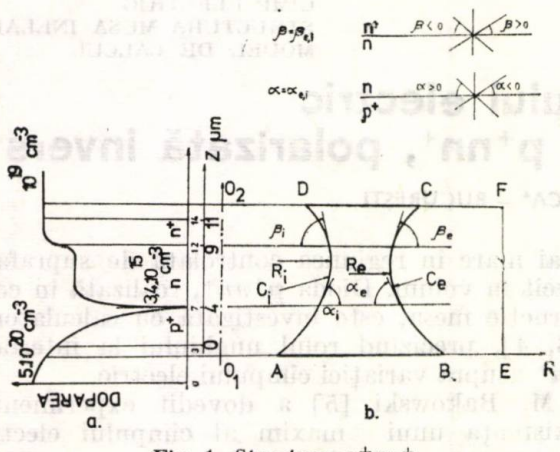


Fig. 1. Structura p^+nn^+

a — profilul de impurităţi. Adîncimea joncţiunii este la 7 μm; originea axei *Oz* este la 3 μm de la suprafaţa regiunii $p+$; *b* — definirea unghiurilor la joncţiune şi la interfaţa *nn*. Unghiurile pot fi ascuţite pozitive sau negative. Geometria structurii inelare; structura se obţine prin rotirea figurii plane 1*b* în jurul axei O_1O_2; se precizează axele O_1z şi O_1R.

Suprafeţele laterale interioare şi exterioare intersectate cu un plan ce trece prin axa de simetrie a structurii dau curbele C_i şi C_e (fig. 1*b*).

În figura 1*c* se reprezintă o vedere spaţială a structurii mesa inelare secţionată cu două

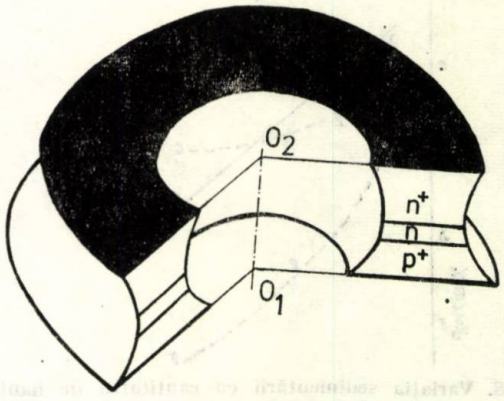


Fig. 1*c*. Vedere spaţială a structurii mesa inelară secţionată cu două semiplane perpendiculare ce trec prin axa de simetrie.

semiplane perpendiculare ce trec prin axa de simetrie.

Starea electrică a suprafeţelor laterale este definită de densităţile superficiale de sarcină electrică ρ_{si}, ρ_{se}.

Pentru integrarea ecuaţiei lui Poisson, în volum şi pe suprafaţă, se consideră următoarele ipoteze [4]:

— structură izotermă;

— impurităţile sînt complet ionizate;

— în regiunea de sarcină spaţială nu există purtători mobili;

— structura are simetrie cilindrică;

— doparea cu impurităţi nu depinde decît de cota z.

Structura este considerată izotermă, deoarece calculele efectuate în model unidimensional cu o distribuţie reală de temperatură dau o modificare nesemnificativă a distribuţiei de cîmp şi a tensiunii de străpungere.

Impurităţile existente în semiconductor se ionizează complet la o temperatură inferioară temperaturii de lucru pentru concentraţiile utilizate [4].

Datorită simetriei cilindrice cîmpul electric (potenţialul) depinde numai de R, z (fig. 1*b*). Integrarea numerică a ecuaţiei Poisson se face pentru domeniul O_1O_2 *DCFEBA*, care cuprinde trei subdomenii:

subdomeniul intern O_1O_2 *DA* (dielectric cu permitivitatea relativă ε_{ri}, densitatea de volum a sarcinii electrice $e.CD_i$):

— subdomeniul extern *BCFE* (ε_{re}, $e.CD_e$);

— subdomeniul *ABCD* care cuprinde structura din siliciu (Si).

Programul rezolvă ecuaţia lui Poisson iterativ, prin metoda suprarelaxării [6], ţinînd seamă de distribuţia de impurităţi, de suprafeţele obţinute prin corodare, dielectricul din

jurul structurii. Suprafeţele de corodare se caracterizează geometric de razele punctelor în care tangentele la curbele C_i, C_e sînt paralele cu axa O_1O_2, R_i, R_e şi unghiurile de corodare la joncţiune (α_i, α_e) şi la interfaţa nn^+ (β_i, β_e). Unghiurile sînt definite astfel încît să fie pozitive (ascuţite) dacă aria creşte înspre regiunile mai departe cu impurităţi (p^+, n^+) (fig. 1*b*).

Condiţiile la limită utilizate pentru integrarea numerică sînt următoarele:

$V = O$ pe liniîa O_1B (V este notaţia potenţialului);

$V = V_B$ pe DC unde V_B este tensiunea ce polarizează invers dioda (83,25 V).

Pe liniile frînte O_1O_2D şi $BEFC$ tensiunea creşte liniar de la valoarea O la V_B începînd de la punctele O_1 la D, respectiv B la C.

2. Distribuţia cîmpului electric în structură inelară P⁺ NN⁺

S-a studiat distribuţia de cîmp electric într-o structură inelară, ţinînd seamă de următorii parametri:

— prolilul geometric al suprafeţei laterale interioare;

— grosimea inelului ($R_e - R_i = \Delta R$);

— sarcina electrică de pe suprafeţele laterale.

Variaţia cîmpului electric determinată de unghiurile de corodare. Structurile analizate sînt caracterizate de următoarele:

— sarcina electrică superficială nulă (ρ_{si}, $\rho_{se} = 0$), pozitivă şi negativă;

— dielectricul interior şi exterior este aerul (neutru);

— suprafaţa laterală exterioară are $\alpha_e = 30°$, $\beta_e = 60°$;

— razele R_i, R_e sînt de 80, 90 şi respectiv 100 μm.

Geometria suprafeţei laterale interioare se modifică pentru a observa influenţa unghiurilor la joncţiune (α_i) şi la interfaţa nn^+ (β_i) asupra cîmpului electric în regiunea controlată de suprafaţa laterală exterioară cu unghiuri pozitive.

Dependenţa modulului cîmpului electric în funcţie de cota z (joncţiunea este la $z = 4$ μm) este similară pentru profilele geometrice *i*, *ii*, *iii*, prezentînd (fig. 2) o scădere a maximului şi a modulului pantei în regiunea n, înspre suprafaţa exterioară pentru raze apropiate de R_e (ex. 98,77 μm).

Influenţa suprafeţei laterale interioare asupra cîmpului electric din zona controlată de suprafaţa exterioară ($R = 100{,}66$ μm) este importantă pentru profilul *ii* (unghi nefavorabil la interfaţa nn^+) (fig. 2).

Modulul cîmpului electric scade înspre suprafaţa laterală exterioară faţă de valoarea sa în volum în cazul profilelor *i*, *iii* (fig. 2). Străpungerea la avanlanşă a structurii este dată de profilul dopării cu impurităţi dacă corodarea structurii are loc astfel încît aria să crească înspre domeniile mai puternic dopate (p^+, n^+) şi sarcina electrică superficială este nulă.

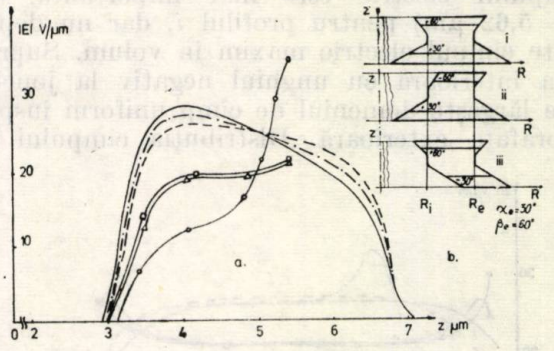


Fig. 2. Variaţia modulului cîmpului electric |E| în funcţie de cota z pentru diferite raze şi suprafeţe de corodare (*i*, *ii*, *iii*) cu $R_i = 80$ μm, $R_e = 100$ μm, $\rho_{si} = \rho_{se} = 0$:
i ——— $R = 90$ μm $R = 100{,}66$ μm
ii – – – – $R = 98{,}77$ μm *i* —Δ—
iii — · — · — · — $R = 97{,}59$ μm *ii* —o—
iii —□—

Dependenţa modulului cîmpului electric în funcţie de rază la cota joncţiunii ($z = 4$ μm) pentru structurile inelare *i*, *ii*, *iii* (fig. 2*b*, 3) arată un maxim pronunţat înspre suprafaţa interioară pentru profilul *iii*, confirmîndu-se rolul unghiului de corodare la joncţiunea p^+n asupra străpungerii diodei. Unghiurile favorabile (pozitive) pentru suprafeţele de corodare determină un domeniu maxim de cîmp uniform (de-a lungul razei).

Pentru aceleaşi profiluri de corodare *i*, *ii*, *iii* (fig. 2*b*) distribuţia cîmpului electric în

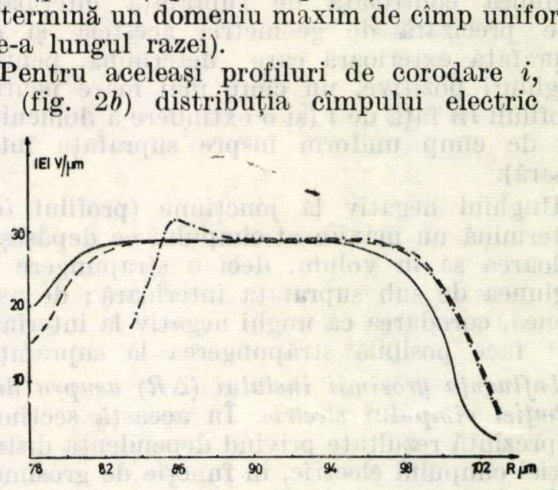


Fig. 3. Variaţia modulului cîmpului electric în funcţie de rază în planul joncţiunii ($z = 4$ μm) pentru $R_i = 80$ μm, $R_e = 100$ μm, suprafeţele de corodare sînt neutre:
i – – – –
ii ———
iii — · — · —

lungul razei la cote din regiunea p^+ sau n este prezentată în figura 4.

Pentru cote din regiunea p^+ modulul cîmpului electric are un maxim pronunţat care depăşeşte cîmpul la joncţiune în volum pentru profilul de corodare *iii* (fig. 4).

În regiunea limitrofă suprafeței exterioare cîmpul scade înspre suprafață în regiunea p^+ și crește în regiunea n pentru toate profilele de corodare ale suprafeței interioare. Creșterea cîmpului electric este mai importantă (la $z = 5{,}62$ μm) pentru profilul *i*, dar nu depășește cîmpul electric maxim în volum. Suprafața interioară cu unghiul negativ la joncțiune lărgește domeniul de cîmp uniform înspre suprafața exterioară. Distribuția cîmpului în

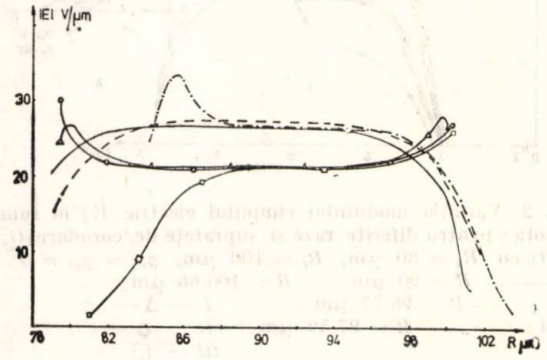


Fig. 4. Dependența cîmpului electric în modul în funcție de rază cu cota ca parametru, pentru diferite profile de corodare ale suprafeței interioare cu $R_i = 80$ μm, $\rho_{si} = 0$; suprafața exterioară are $R_e = 100$ μm, $\rho_{se} = 0$;

$z = 5{,}62$ μm	$z = 3{,}62$ μm
i —Δ—	*i* – – – – –
ii —o—	*i* ————
iii —□—	*iii* —·—·—·—

regiunea controlată de suprafața interioară este precizată de geometria acesteia și de suprafața exterioară care determină, pentru unghiuri pozitive, un cîmp mai mare pentru profilull *iii* față de *i* (și o extindere a domeniului de cîmp uniform înspre suprafața interioară).

Unghiul negativ la joncțiune (profilul *iii*) determină un maxim al cîmpului ce depășește valoarea sa în volum, deci o strapungere în regiunea de sub suprafața interioară; de asemenea, corodarea ca unghi negativ la interfața nn^+ face posibilă străpungerea la suprafață.

Influența grosimii inelului (ΔR) *asupra distribuției cîmpului electric.* În această secțiune se prezintă rezultate privind dependența distribuției cîmpului electric, în funcție de grosimea inelului structurii inelare pentru profilul *i*; sarcina electrică superficială este nulă.

Pentru grosimi ale inelului de 50, 20 μm ($R_e = 100$ μm) distribuția cîmpului electric este similară. Modificări importante apar dacă inelul are 10 μm.

Deși unghiurile suprafețelor de corodare sînt pozitive totuși înspre suprafața exterioară există o creștere importantă a cîmpului electric pentru cote din regiunea n ($z = 5{,}62$ μm) (45 V/μm) față de 28,6 V/μ în volumul semiconductorului (fig. 5 – – –).

În regiunea n cîmpul electric la suprafața exterioară crește dacă grosimea inelului scade (fig. 4, —Δ— , fig. 5, — — —). Domeniul de cîmp uniform (regiunea din planul joncțiunii cu cîmp electric mai mare de 0,95. $|E|_{maxim}$) se restrînge dacă inelul este mai îngust, de la 76,5% pentru $\Delta R = 50$ μm la 35% pentru $\Delta R = 10$μm ($R_e = 100$ μm).

Din analiza distribuției cîmpului electric rezultă că grosimea inelului afectează valorile modulului acestui cîmp la suprafață și lățimea relativă (după direcția razei) a domeniului de cîmp uniform. Cîmpul electric în centrul inelului depinde de grosimea acestuia, atunci cînd regiunea controlată de suprafață cuprinde structura semiconductoare. Acest efect apare dacă grosimea inelului este de cîteva lărgimi de regiune de sarcină spațială. De asemenea, distribuția cîmpului electric depinde de starea electrică a suprafețelor obținute prin corodare.

Variația cîmpului electric cu sarcina electrică superficială.

Efectul sarcinii electrice superficiale asupra distribuției cîmpului electric, raportat în acest paragraf, s-a calculat pentru structura *i*, caracterizată de următoarele date: $R_i = 90$ μm, $R_e = 100$ μm, $\alpha_i = \alpha_e = 30°$, $\beta_i = \beta_e = 60°$.

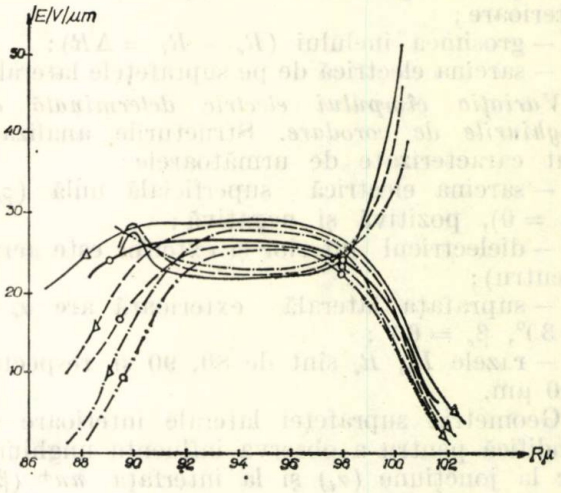


Fig. 5. Distribuția cîmpului electronic în modul în funcție de rază la trei cote ($z + 5{,}62$; 4; 3,62 μm) pentru profilul *i* cu $R_i = 90$ μm, $R_e = 100$ μm. Sarcina electrică superficială este pozitivă, nulă și negativă, $e = 1{,}609 \cdot 10^{-19}$C:

$z = 5{,}62$ μm, $\rho_{se} = \rho_{si} = +e \cdot 10^{12}$C·cm^{-2} ———— ; $\rho_{se} = \rho_{si} = 0$ – – – ;
$\rho_{se} = \rho_{si} = -e \cdot 10^{12}$C · cm^{-2} –·–·– ;

$z = 4$ μm: $\rho_{se} = \rho_{si} = +e \cdot 10^{12}$C·cm^{-2} –Δ– ; $\rho_{se} = \rho_{si} = 0$ – –Δ– – ;
$\rho_{se} = \rho_{si} = -e \cdot 10^{12}$C · cm^{-2} –··–Δ–··– ;

$z = 3{,}62$ μm, $\rho_{se} = \rho_{si} = +e \cdot 10^{12}$C·cm^{-2} –O– ; $\rho_{se} = \rho_{si} = 0$ – –O– – ;
$\rho_{se} = \rho_{si} = -e \cdot 10^{12}$C · cm^{-2} –··–O–··–.

Influența sarcinii electrice superficiale asupra distribuției după rază a modulului cîmpului electric. Variația cîmpului electric (modul) în funcție de raza R, la diverse cote ($z = 5{,}62$; 4; 3,62 μm) este prezentată în fig. 5.

În planul joncțiunii ($z = 4$ μm, fig. 5, Δ), sarcina electrică superficială afectează cîmpul electric în volum și la suprafață. Sarcina

pozitivă determină creşterea cîmpului electric la fiecare rază. Aceasta înseamnă că sarcina electrică pozitivă de pe suprafaţă va micşora tensiunea de străpungere a structurii [7]. Sarcina electrică negativă determină creşterea tensiunii de străpungere şi o reducere a lăţimii (după rază) domeniului de cîmp uniform (fig. 5, Δ).

Pentru grosimi mai mari ale inelului, cîmpul electric în volum nu este afectat de suprafaţa de corodare.

Variaţia în funcţie de rază în regiunea p^+ ($z = 3{,}62$ μm, fig. 5, ○), arată o creştere mai pronunţată a cîmpului electric în regiunea controlată de suprafaţa interioară, pentru sarcină pozitivă (fig. 5, —○—).

Sarcina electrică negativă ($-e \cdot 10^{12}$ C. cm^{-2}) determină absenţa maximului cîmpului electric în regiunea controlată de suprafaţa interioară în zona n ($z = 5{,}62$ μm, fig. 5, —·—·—).

Acţiunea sarcinii electrice de pe suprafaţa de corodare asupra distribuţiei de cîmp după rază în regiunea de tip n este diferită în volumul semiconductorului şi în zona de sub suprafaţa exterioară (fig. 5, —, —·—·—·).

Dependenţa de cota z a cîmpului electric în modul, datorită sarcinii electrice superficiale. Variaţia în funcţie de cota z a modulului cîmpului electric depinde de rază şi de sarcina electrică superficială (fig. 6, 7, 8).

Astfel în centrul inelului ($R = 94{,}55$ μm), cîmpul electric este maxim la joncţiune ($z =$

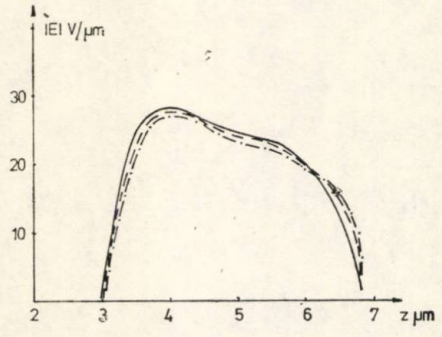


Fig. 6. Modulul cîmpului electric în funcţie de cotă în centrul structurii ($R = 94{,}55$ μm) pentru profilul t cu $R_e = 100$ μm, $R_i = 90$ μm:

$\rho_{se} = \rho_{si}$	$e \cdot 10^{12}$ C/cm^2
— — —	0
—·—·—·	$-e \cdot 10^{12}$ C/cm^2

$= 4$ μm). Acest maxim creşte pentru sarcina electrică superficială pozitivă (fig. 6, ———) faţă de valoarea sa corespunzătoare sarcinii negative (fig. 6, —·—·—).

În domeniul controlat de suprafaţa interioară ($R = 90{,}91$ μm), sarcina electrică superficială negativă determină apariţia unui maxim al cîmpului electric (modul) în regiunea n (la $z = 6{,}2$ μm, fig. 7, —·—·—·—·—·—) mai mic decît cîmpul maxim (modul) din structura cu suprafeţele de corodare neutre, iar cea pozitivă măreşte maximul de la joncţiune ($z = 4$ μm, fig. 7, ———).

Modulul cîmpului electric creşte cu cota z, în domeniul de sub suprafaţa exterioară ($R =$

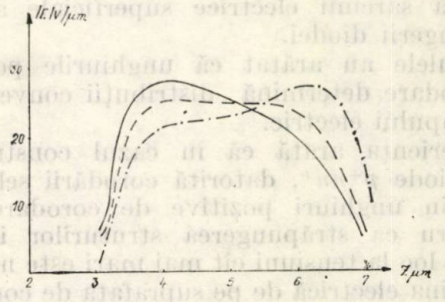


Fig. 7. Influenţa sarcinii electrice superficiale; dependenţa cîmpului electric de cotă în zona de sub suprafaţa interioară de corodare ($R = 90{,}91$ μm), $R_i = 90$ μm:

$\rho_{se} = \rho_{si}$	$e \cdot 10^{12}$ C/cm^2
— — —	0
—·—·—·—	$-e \cdot 10^{12}$ C/cm^2

$= 100{,}66$ μm, fig. 8). Sarcina electrică pozitivă de pe suprafeţele de corodare determină la fiecare cotă creşterea modulului cîmpului electric (fig. 8, ———) faţă de cazul structurii cu sarcină electrică superficială nulă (fig. 8, — —).

Distribuţiile modulului cîmpului electric în funcţie de rază şi de cotă sau indicaţii despre valoarea integralei de ionizare după o linie de cîmp şi despre mărimea tensiunii de străpungere. Calculul integralei de ionizare maximă permite determinarea tensiunii de străpungere, parametru utilizabil în proiectarea diodelor mesa. De asemenea, dependenţa de rază a integralei de ionizare după linia de cîmp defineşte uniformitatea iniţierii avalanşei.

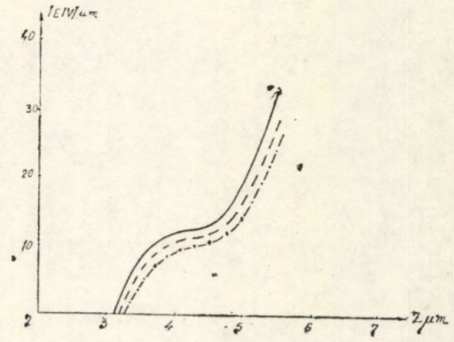


Fig. 8. Variaţia modulului cîmpului electric în funcţie de cotă în regiunea controlată de suprafaţa exterioară de corodare pentru profilul i cu $R_i = 90$ μm, $R_e = 100$ μm (la $R =$ $= 100{,}66$ μm);

$\rho_{se} = \rho_{si}$	$e \cdot 10^2$ C/cm^2
— — — —	0
—·—·—·—·	$-e \cdot 10^{12}$C/cm^2

3. Concluzii

Utilizarea calculatorului pentru determinarea cîmpului electric într-o structură inelară a permis stabilirea influenţei geometriei suprafeţelor de corodare, a grosimii inelului structurii şi a sarcinii electrice superficiale asupra străpungerii diodei.

Calculele au arătat că unghiurile pozitive de corodare determină distribuţii convenabile ale cîmpului electric.

Experienţa arată că în cazul construcţiei unor diode p^+nn^+, datorită corodării selective se obţin unghiuri pozitive de corodare [8].

Pentru ca străpungerea struturilor inelare să aibă loc la tensiuni cît mai mari este necesar ca sarcina electrică de pe suprafaţa de corodare să fie negativă.

Distribuţia cîmpului electric în centrul inelului este afectată de suprafeţele de corodare, dacă grosimea inelului (ΔR) este mai mică decît circa cinci lărgimi de regiune de sarcină spaţială, pentru structura analizată.

Structura inelară prezintă avantajul unei rezistenţe termice mai mici (faţă de structura disc,) care scade cu micşorarea grosimii inelului; de asemenea, uniformitatea temperaturii de-a lungul razei este mai bună la inele mai subţiri [9]. Reducerea grosimii inelului este limitată de distribuţia cîmpului electric care determină micşorarea tensiunii de străpungere a structurii.

În alegerea grosimii inelului trebuie ţinut seamă şi de cerinţele impuse de lipirea firului pe contactul n^+.

Rezultatele obţinute se utilizează în proiectarea diodelor IMPATT inelare pentru puteri utile relativ mari. Pentru obţinerea distribuţiei de cîmp electric corespunzătoare unui set de date, este necesar un timp de circa zece minute, dacă se utilizează calculatorul FELIX C256.

Bibliografie

[1] *Bakowski, M., Lundström, K. I.* In: IEEE Transactions on E.D., ED—**20**, 1973, p. 550—563.

[2] *Cornu, J.* IEEE Transactions on E.D. ED—**20**, 1973, p. 347—352.

[3] *Costea, I., Dascălu, D.* Electronics Letters **10**, 1974, p. 129—131.

[4] *Costea, I.* Analiza numerică bidimensională a distribuţiei cîmpului electric şi a regiunii de sarcină spaţială într-o structură mesa p^+nn^{++} polarizată invers. In: E.E.A — Automatica şi Electronica **19**, nr. 1, p. 29—38, 1975.

[5] *Bakowski, M.* Electronics Letters **10**, 5, 1974.

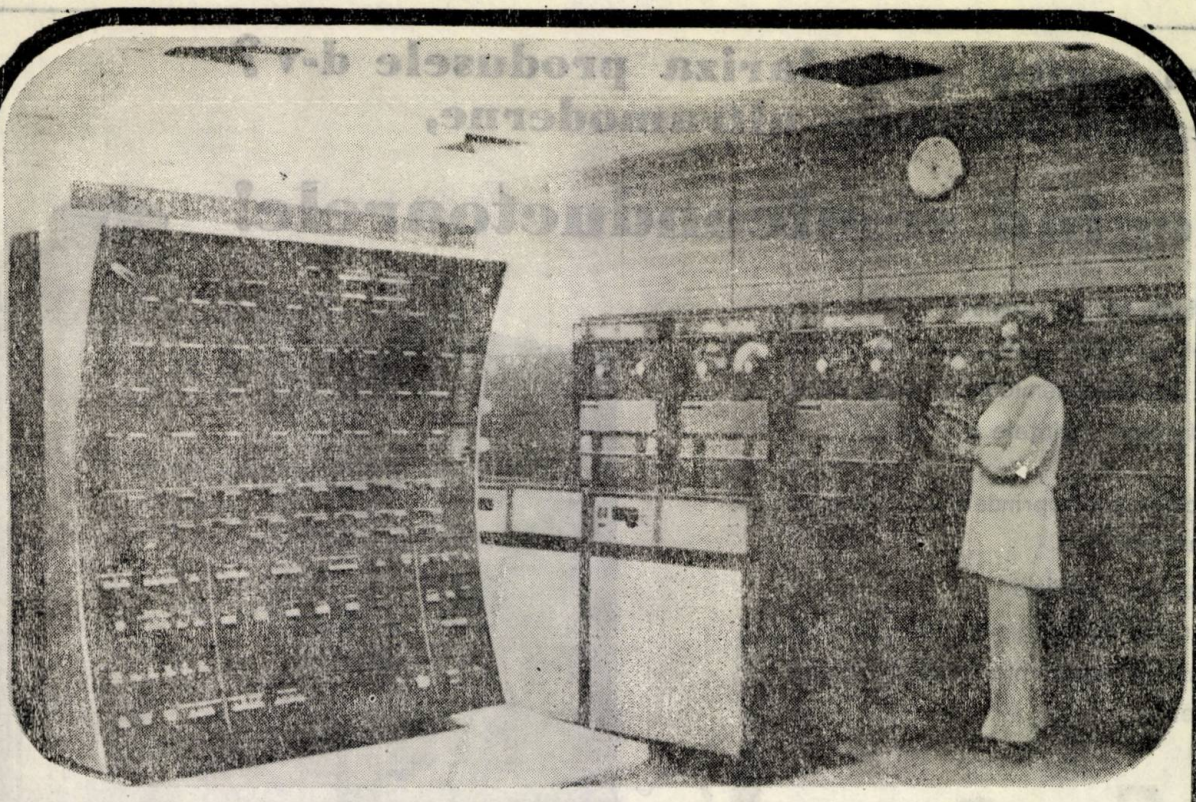
[6] *Salvadori, M. G., Baron, M. L.* Metode numerice în tehnică, Bucureşti, Ed. tehnică, 1972.

[7] *Costea, I.* Referat ştiinţific, Fac. electronică, ian 1975.

[8] *Dascălu, D., Brezeanu Gh., Marin, N.* In: Revue Roum. de Phys, **19**, p. 571—574. 1974.

[9] *Board, K.* Solid State Electronics **16**, 1973, p. 1315—1320

Intrat în redacţie la 18.II.1975



CALCULATOARE ELECTRONICE

funcţionează cu diferite dispozitive periferice cu sistem unificat de calcul (SUC)

Modele de SUC	Capacitate de memorare operaţională, k octeţi	Productivitatea medie, mii operaţii/s	Funcţionare multiprogram
SUC-1022	512	80	15 programe de lucru utilizate simultan cu funcţionarea în paralel a procesorului şi dispozitivelor periferice
SUC-1033	512	200	
SUC-1050	1024	500	

Furnizorul asigură:

- executarea lucrărilor de pornire-reglare;
- service de întreţinere rapidă şi eficientă;
- aprovizionarea regulată şi completă cu piese de schimb;
- un înalt nivel de formare a specialiştilor străini.

Exportator : ELORG,
121200, Moscova
G-200, U.R.S.S.
Telefon: 251-39-46
Telex: 7586

ELORG

PUBLICOM

Cum puteţi populariza produsele d-v ?
Alegînd tehnicile ultramoderne,

Alegînd semiconductoarele!

Întreprinderea de comerţ exterior **PRAGOINVEST — PRAGA** vă poate furniza produse semiconductoare care vor satisface cerinţele d-voastră.

Sînt produsele întreprinderii **ČKD-Praga** care înseamnă:

100 ani de tradiţie
40 ani de fabricaţie a redresoarelor
15 ani de experienţă în semiconductoare.

Gama produselor ČKD-Praga include diode de putere cu siliconi şi tiristoare, comutatoare de c.a., redresoare cu tiristoare, încărcătoare de baterii automate, staţii de conversie pentru mijloacele de transport pe cale ferată şi urban, unităţi de excitaţie cu tiristoare etc.

Pentru montajele de c.c. de orice tip, vă putem furniza: convertoare cu tiristoare **UNISTOR ŞI BLOCKDYUS,** sistem variabil cu unităţi de modulaţie cu ieşiri MW. Se garantează o înaltă precizie prin propriul lor sistem de control. Convertoarele cu tiristoare sînt folosite pentru instalaţiile de comandă a morilor de măcinat mari, maşini-unelte, maşini pentru hîrtie etc.

Produsele noastre semiconductoare vor satisface cerinţele viitorului.

Orice detalii asupra produselor semiconductoare, întreprinderea ČKD vi le furnizează la cerere.

pragoinvest

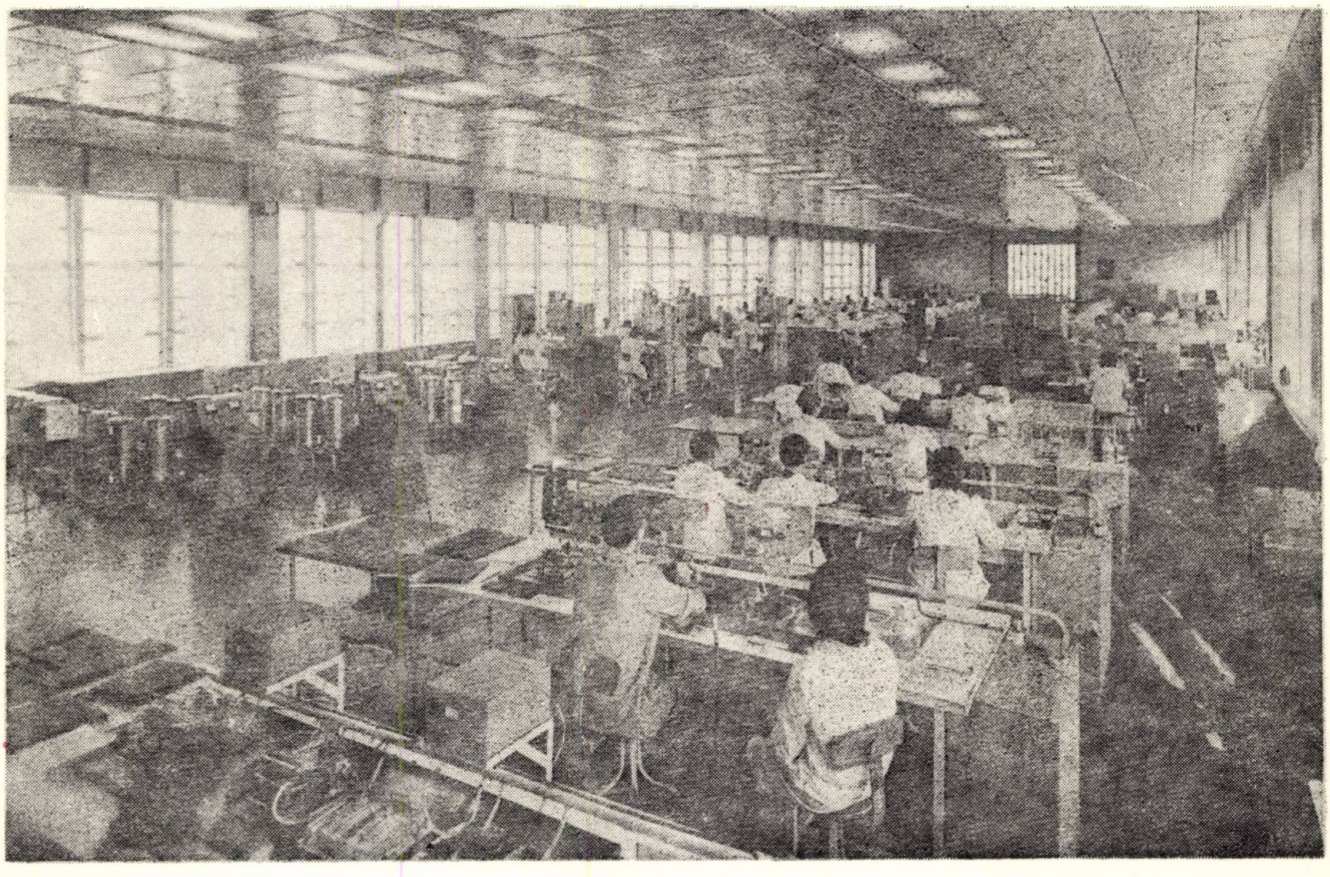
P. O. Box 890
PRAGA–Cehoslovacia

PUBLICOM

I.P.R.S.-BĂNEASA

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTOARE-BĂNEASA, 72996 BUCUREȘTI—ROMÂNIA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32.
Telefon: 33.38.30, Desfacere 33.53.17, Telex: 11.203 iprs r
(autobuz 48 de la Casa Scînteii)



PRODUCE:

CONDENSATOARE

- electrolitice
- styroflex
- poliester
- polipropilenă
- hîrtie
- auto

DIODE CU Ge

- de semnal și comutație
- redresoare
- fotodiode

TRANZISTOARE CU Ge

- de J.F. mică putere
- de J.F. medie putere
- de J.F. de putere
- de I.F. mică putere

CIRCUITE INTEGRATE

- logice
- liniare

DIODE CU Si

- de comutație
- de uz general
- redresoare (normale și rapide)
- stabilizatoare de tensiune

PUNȚI REDRESOARE

TIRISTOARE

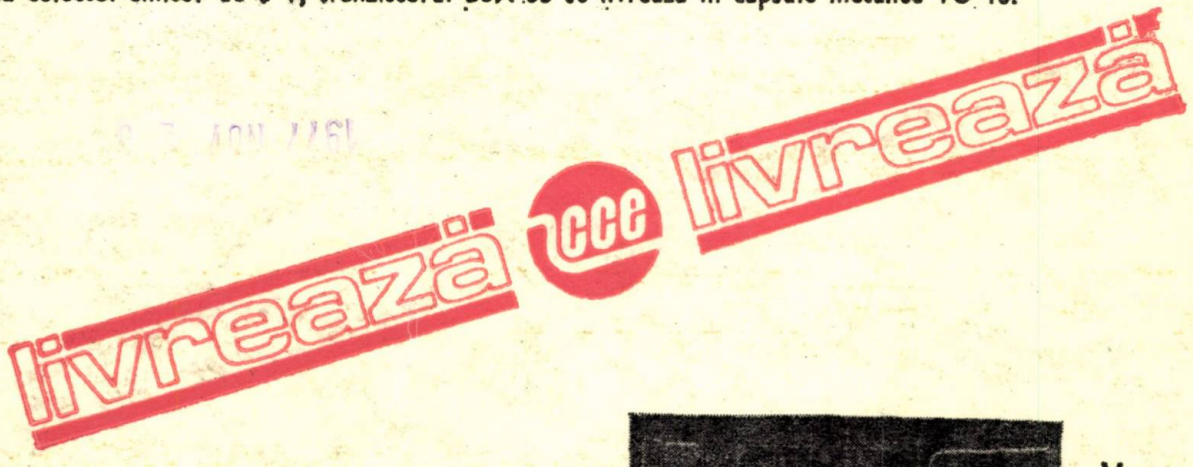
TRANZISTOARE CU Si

- de J.F. mică putere
- de J.F. medie putere
- de J.F. de putere
- de I.F. mică putere

PNP CU SILICIU, DE COMUTAȚIE, DE LA ICCE

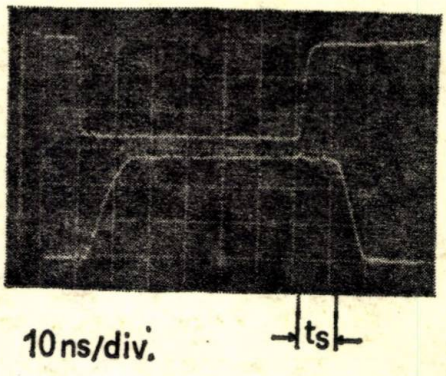
INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU COMPONENTE ELECTRONICE—

ICCE — București, livrează în orice cantități tranzistorul PNP cu siliciu BSX 35. Tehnologia de fabricație, elaborată în întregime la ICCE, asigură un curent rezidual redus ($I_{CES} = 0{,}1$ nA) și o stabilitate excelentă în funcționare a parametrilor electrici. Având un curent maxim de colector de 100 mA și o tensiune maximă colector-emitor de 6 V, tranzistorul BSX 35 se livrează în capsule metalice TO 18.



PERFORMANȚE ($I_C = 10$ mA):

- Timp de stocare foarte mic ($t_s = 15$ ns).
- Frecvență de tranziție mare ($f_T = 700$ MHz).
- Tensiune de saturație colector-emitor mică ($V_{CEsat} = 0{,}07$ V).
- Cîștig static în curent moderat ($h_{FE} = 70$).



APLICAȚII

- Circuite de emisie-recepție, ceasuri logice, baze de timp pentru memorii în unitățile centrale ale calculatoarelor de medie și mare capacitate din seria FELIX.
- Amplificatoare de citire-înscriere în memorie la mașinile de facturat și contabilizat din familia FC.
- Alte aplicații în tehnica de calcul.

De reținut:

Nu oricine face PNP cu siliciu, de comutație!...
Bineînțeles, ICCE livrează și complementarul NPN 2N 709

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)

E 2040

REVISTA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 25 • Nr. 7 • OCTOMBRIE 1977

THE ENTREPRISE
FOR MAINTAINING AND REPAIRING
COMPUTING EQUIPMENT

IIRUC

EXECUTES :

- SERVICE FOR COMPUTING AND COPYING EQUIPMENTS THROUGH ITS TECHNICIANS FROM THE FOLLOWING BRANCHES IN THE COUNTRY ALBA-IULIA, ALEXANDRIA, ARAD, BACĂU, BAIA-MARE, BISTRIȚA, BÎRLAD, BOTOȘANI, BRAD, BRAȘOV, BRĂILA, BUZĂU, CALAFAT, CARACAL, CARANSEBEȘ, CĂLĂRAȘI, CÎMPINA, CÎMPULUNG-MUSCEL, CLUJ-NAPOCA, CONSTANȚA, CRAIOVA, CUGIR, DEJ, DROBETA TURNU SEVERIN, DEVA, FĂGĂRAȘ, FOCȘANI, GALAȚI, GIURGIU, GH. GHEORGHIU-DEJ, HUEDIN, HUNEDOARA, IAȘI, LUGOJ, MEDIAȘ, MIERCUREA-CIUC, OLTENIȚA, ORADEA, PETROȘANI, PIATRA-NEAMȚ, PITEȘTI, PLOIEȘTI, REGHIN, REȘIȚA, RÎMNICU-VÎLCEA, RÎMNICU-SĂRAT, ROMAN, SATU-MARE, SFÎNTU-GHEORGHE, SIGHETUL MARMAȚIEI, SINAIA, SIBIU, SIGHIȘOARA, SLATINA, SLOBOZIA, SUCEAVA, TÎRGOVIȘTE, TÎRGU-JIU, TÎRGU-MUREȘ, TÎRGU-SECUIESC, TÎRNĂVENI, TIMIȘOARA, TULCEA, TURDA, TR. SEBERIN, VASLUI, VATRA-DORNEI, ZALĂU, ZĂRNEȘTI.
- DEMONSTRATIONS OF THE EQUIPMENTS ON THE OCCASION OF INTERNATIONAL FAIRS, EXHIBITIONS.
- RECEPTIONS, INSTALLATIONS, AND PUTTING INTO FUNCTION
- PERIODICAL REVISIONS
- REPAIRS IN GUARANTEE AND IN POST GUARANTEE
- EXPERT EXAMINATION SERVICES, TECHNICAL WORKS AND DEMONSTRATION
- ORGANIZES STOCKS OF SPARE PARTS, TOOLS AND CONSUMABLES REQUIRED BY SERVICE
- ORGANIZES SERVICE BRANCHES FOR THE EXPORTED COMPUTING EQUIPMENTS.

THE LIST OF THE ADRESSES OF THE PREMISES AND MAIN BRANCHES:

CENTRAL PREMISES—BUCHAREST 2
Dimitrie Pompei Bd., 6
Telex: SERVICE IIRUC 11716 R, TELEPHON 90/792070

MUNTENIA AREA

Bd. Prof. Dimitrie Pompei Nr. 6, Sector 2, TELEPHON 90/792070/168, 108

OLTENIA AREA—CRAIOVA, TELEPHON 941/24466
România Muncitoare Str. 104 24465

BANAT AREA—TIMIȘOARA
Piața 700 TELEPHON 961/34526

NORTH TRANSILVANIA AREA—CLUJ-NAPOCA
Horea Str. 8 951/31994—30922

SOUTH TRANSILVANIA AREA — BRAȘOV
Traian Str. 34 921/30937 : 30986

MOLDAVIA AREA — IAȘI
B-dul Republicii Nr. 30 Bl. Z 4 980/32844—33302

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 25 Nr. 7 octombrie 1977

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.318.4

REGIM SUPRACONDUCTOR
REGIM CRIOGENIC SUPRACRITIC
INDUCTIVITĂŢI ECHIVALENTE
CALCUL

Puşcaşu, S., Badea, M. : **Bobine cuplate magnetic în regim supraconductor şi criogenic supracritic.**
E.E.A – **Electrotehnica 25,** nr. 7, oct 1977, p. 265

Utilizarea a două bobine cuplate magnetic în regim supraconductor sau criogenic supracritic impune un calcul al inductivităţii echivalente în funcţie de diferiţi parametri ai bobinelor. Lucrarea tratează despre acesta.

CZ 681.301

IMAGINI NUMERICE
CLASIFICARE STATISTICĂ
DISCRIMINARE SINTACTICĂ

Vârtosu, M. : **Metode statistice şi sintactice pentru recunoaşterea obiectelor în imagini numerice.**
E.E.A – **Electrotehnica 25,** nr. 7, oct 1977, p. 271

Se prezintă factorii implicaţi în realizarea şi optimizarea clasificatorului statistic, evidenţiindu-se specificul recunoaşterii formelor prin metode sintactice.

CZ 621.317.335:622.362

MĂSURĂTORI CAPACITATE-TENSIUNE
ALGORITM DE CALCUL
STRUCTURI DE VARACTOR

Crăciun, M., Brezeanu, Gh. : **Determinarea unor parametri ai profilului de impurităţi din măsurători capacitate-tensiune.**
E.E.A – **Electrotehnica 25,** nr. 7, oct 1977, p. 278

Lucrarea prezintă un algoritm de calcul care permite determinarea profilului de impurităţi la joncţiuni difuzate pe baza curbei experimentale $C(V)$. Cu programul prezentat se determină profilul la structuri de varactor.

CZ 621.3.018.14:622.362

Q-METRU NUMERIC
FACTOR DE CALITATE
CRISTALE DE CUARŢ

Păcuraru, I., Toderean, G. : **Q-metru numeric pentru cuarţuri.**
E.E.A – **Electrotehnica 25,** nr. 7, oct 1977, p. 281

Se descrie un aparat pentru măsurarea factorului de calitate a cristalelor de cuarţ (Q) cu frecvenţa de rezonanţă pînă la 10 MHz. Eroarea de măsură este mai mică de 1 %.

CZ 621.313.045.048

MAŞINI ELECTRICE
DESCĂRCĂRI ELECTRICE
METODE DE TRANSFORMARE

Noţingher, P. : **Aspecte privind îmbătrînirea izolaţiilor maşinilor electrice de puteri mari.**
E.E.A – **Electrotehnica 25,** nr. 7, oct 1977, p. 285

Lucrarea tratează probleme ale apariţiei descărcărilor electrice parţiale şi arborescente în izolaţiile maşinilor electrice de puteri mari, evidenţiindu-se posibilitatea existenţei acestor fenomene chiar în cazul maşinilor de tensiuni medii.

CZ 621.313.13

MOTOARE DE C.C.
TIRISTOARE
MODEL MATEMATIC

Brăileanu, Gr. : **Modelul matematic al motoarelor de c.c comandate cu punţi reversibile cu tiristoare, pentru game foarte largi de turaţie.**
E.E.A – **Electrotehnica 25,** nr. 7, oct p. 290

Lucrarea prezintă un model matematic de studiu al motoarelor electrice de c.c. comandate cu tiristoare.

NOTĂ

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*" *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)*, al *Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.)*. Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* — Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „*INFORMAŢIA*", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 7471 Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.28

SUMMARY

DC 621.318.4

COMPUTATION
EQUIVALENT INDUCTIVITIES
SUPERCRITIC CRYOGENIC STATE
SUPERCONDUCTING STATE

Puşcaşu, S., Badea, M.: **Coils with magnetic coupling in superconducting and supercritic state.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 7, Oct. 1977, P. 265

The use of the coils with magnetic coupling in superconducting or supercritic cryogenic state makes necessary a computation of the equivalent inductivity depending on different parameters of the coils. The paper deals with this problem.

DC 681.3.01

DIGITAL IMAGES
STATISTIC CLASSIFICATION
SYNTACTIC DISCRIMINATION

Vârtosu, M.: **Statistic and syntactic methods for object recognition in digital images.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 7, Oct. 1977, P. 271

The paper deals with factors involved in the accomplishment and optimization of the statistic classifier, pointing out the specific of the object recognition by means of syntactic methods.

DC 621.317.335:622.362

CAPACITANCE-VOLTAGE MEASUREMENTS
COMPUTING ALGORITHM
VARACTOR STRUCTURES

Crăciun, M., Brezeanu, Gh.: **Determination of several parameters of the impurity level out of capacitance voltage measurements.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 7, Oct. 1977, P. 278

The paper deals with a computing algorithm which makes possible the determination of the impurity level at diffused junctions by using the experimental curve $C(V)$. The impurity level in varactor structures wels determined by means of the described program.

DC 621.3.018.14:622.362

DIGITAL Q-METER
QUALITY FACTOR
QUARTZ CRYSTALS

Păcuraru, I., Toderean, G.: **Digital Q-meter for quartz.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 7, Oct. 1977, P. 281

The paper contains the description of a measuring apparatus for the quality factor of the quartz crystals (Q) having a resonance frequency up to 10 MHz. The measurement error is smaller than 1%.

DC 621.313.045.048

ELECTRICAL MACHINES
ELECTRICAL DISCHARGES

Notingher, P.: **Aspects regardind the aging of high power electrical machine insulation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 7, Oct. 1977, P. 285

This paper treats the problem of the occurence of electrical discharges in high power electrical machine insulation, pointing out the existence of such phenomens even in case of medium voltage units.

DC 621.313.13

ELECTRICAL MACHINES
ELECTRICAL DISCHARGES
TRANSFORMATION METHODS

Brăileanu, Gr.: **Mathematical model for d.c. motors controlled by means of reversible thyristor bridges for very large ranges of rotative speeds.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 7, Oct. 1977, P. 290

The paper deals with a mathematical model for the study of d.c. electrical motors controlled by means of thyristors.

NOTE

SOMMAIRE

CD 621.318.4

RÉGIME SUR CONDUCTEUR
RÉGIME CRYOGENIQUE SURCRITIQUE
INDUCTIVITÉS EQUIVALENTES
CALCUL

Puşcaşu, S., Badea, M.: **Bobines couplées magnétiquement en régime surconducteur et cryogénique — surcritique.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 7, oct. 1977, P. 265

L'utilisation des deux bobines couplées magnétiquement en régime surconducteur ou cryogénique surcritique impose un calcul de l'inductivité équivalente en fonction de divers paramètres des bobines. L'ouvrage traite ce problème.

CD 681.3.01

IMAGES NUMERIQUES
CLASIFICATION STATISTIQUE
DISCRIMINATION SYNTAXIQUE

Vârtosu, M.: **Méthodes statistiques et syntaxiques pour reconnaître les objects dans des images numériques.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** Nr. 7, oct. 1977, P. 271

On présente les facteurs impliqués dans la réalisation et l'optimisation du classificateur statistique, étant souligné le spécifique de la reconnaisance des formes à l'aide des methodes syntaxiques.

CD 621. 317.335.622.362

MESURES CAPACITÉ-TENSION
ALGORITHME DE CALCUL
STRUCTURE DE VARACTOR

Crăciun, M., Brezeanu, Gh.: **La détermination de certains paramèters du profil des impuretés des mesurages capacité-tension.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 7, oct. 1977, P. 278

L'ouvrage presente un algorithme de calcul qui permet la détermination du profil des impuretés aux jonctions, diffusées ayant pour fondement la courbe expérimentale $C(V)$. Avec le programme présenté on détermine le profil chez les structures de varactor.

CD 621.3.018.14:622.362

Q-METRE NUMERIQUE
FACTEUR DE QUALITE
CRISTAUX DE QUARTZ

Păcuraru, I., Toderean, G.: **Q-mètre numérique pour les quartz.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 7, oct. 1977, P. 281

On décrit un apareil pour mesurer le facteur de qualité des cristaux de quartz (Q) avec la fréquence de résonance jusqu'à la MHz. L'erreur de mesure est plus réduite que 1%.

CD 621.313.045.048

MACHINES ELECTRIQUES
DESCHARGES ELECTRIQUES
METHODES DE TRANSFORMATION

Notingher, R.: **Considérations concernant la vieillissement des isolations des machines éléctriques de grande puissance.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 7, oct. 1977, P. 285

L'article traite le probléme de l'apparition des décharges éléctriques dans les isolations des machines éléctriques de grande puissance, en mettant en évidence l'éxistance de ces phénomènes même dans le cas des unités de moyenne tension.

CD 621.313.13

MOTEURS DE C. C.
THYRISTORS
MODELE MATHEMATIQUE

Brăileanu, Gr.: **Le modèle mathématique des moteurs de c.c. commandés par l'intermédiaire des ponts réversibles avec des thyristors, pour des gammes trés largers des tours.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25,** nr. 7, oct. 1977, P. 290

L'ouvrage présente un modèle mathématique d'étude des moteurs électriques de c.c. commandés à l'aide des thyristors.

NOTE

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.318.4

СВЕРХПРОВОДЯЩИЙ РЕЖИМ
СВЕРХКРИТИЧЕСКИЙ КРИОГЕННЫЙ РЕЖИМ
ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ИНДУКТИВНОТИ. РАСЧЕТ

Пушкашу, С., Бадя, М.: **Обмотки магнитно соединённые в сверхпроводящем и криогеном режиме.**

Е.Е.А. — Электротехника 25, № 7, окт. 1977, с. 265

В работе представлено использование двух обмоток магнитно соединённых в сверхпроводящем режиме или в сверхкритическом криогеном режиме, которое нуждается во вычислении эквивалентных индуктивностей в зависимости от различных обмоток.

УДК 681.3.01

ЧИСЛЕННЫЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ
СТАТИСТИЧЕСКАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ
СИНТАКТИЧЕСКАЯ ДИСКРИМИНАЦИЯ

Выртосу, М.: **Статистические и синтактические методы для опознавания обьектов в численных изображениях.**

Е.Е.А. – Электротехника 25, № 7, окт. 1977, с. 271

Представлены факторы, содействующие к осуществлению и оптимизацию статистического классификатора, выявляя специфический характер опознания форм синтактическими методами.

УДК 621.317.335:622.362

ИЗМЕРЕНИЯ ЁМКОСТЬ — НАПРЯЖЕНИЕ
АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ
ВАРАКТОРНЫЕ СТРУКТУРЫ

Крэчун, М., Брезяну, Г.: **Определение параметров профиля загрязнений из измерений ёмкость — напряжение.**

Е.Е.А. – Электротехника 25, № 7, окт. 1977, с. 278

В работе представлен алгоритм вычисления, позволяющий определить профиль загрязнений при соединениях рассеянных на основании экспериментальной кривой $C(V)$. С представленной программой иопределяется профиль варакторных структур.

УДК 621.3.018.14:622.362

Q-МЕТР ЧИСЛОВЫЙ
КОЭФФИЦИЕНТ КАЧЕСТВА
КВАРЦЕВЫЕ КРИСТАЛЛЫ

Пэкурару, И., Тодерян, Г.: **Q-метр числовый для кварцев**

Е.Е.А. – Электротехника 25, № 7, окт. 1977, с. 281

Описан аппарат для измерения коэффициента качества кварцевых кристаллов (Q) с резонансной частотой до 10 Мгц. Погрешность измерения менее чем 1%.

УДК 621.313.045.048

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РАЗРЯДЫ
МЕТОДЫ ТРАНСФОРМАЦИИ

Ноцингер, П.: **К старению изоляции электрических машин больших мощностей.**

Е.Е.А. – Электротехника 25, № 7, окт. 1977, с. 285

В работе представлены проблемы появления частичных и древовидных электрических разрядов в изоляциях электрических машин больших мощностей, выявляя возможность существования этих феноменов даже в случае машин средних напряжений.

УДК 621.313.13

ДВИГАТЕЛИ П. Т.
ТИРИСТОРЫ
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Брэиляну, Г.: **Математическая модель двигателей п.т., управляемые с реверсивными тиристорными мостиками, для очень широких диапазонов вращения.**

Е.Е.А. – Электротехника 25, № 7, окт. 1977, с. 290

В работе представлена математическая модель исследования электрических двигателей п.т., управляемые тиристорами.

НОТА

INHALT

DK 621.318.4

BERECHNUNG
ERSATZINDUKTIVITÄTEN
KRYOGENISCHER ÜBERKRITISCHER BETRIEB
SUPRALEITENDER BETRIEB

Puşcaşu, S., Badea, M.: **Magnetisch gekoppelte Spulen in supraleitendem und kryogenisch überkritischem Betrieb.**

E.E.A. – Electrotehnica 25, Nr. 7, Okt. 1977, S. 265

Die Anwendung zweier magnetisch gekoppelter Spulen in superaleitendem oder kryogenisch überkritischem Berieb bedingt eine Berechnung der Ersatzinduktivität in Abhängigkeit von verschiedenenen. Parametern der Spulen. Die vorliegende Arbeit behandelt dieses Problem.

DK 681.3.01

STATISTISCHE KLASSIFIKATION
SYNTAKTISCHE DISKRIMINATION
ZIFFERN

Vârtosu, M.: **Statistische und syntaktische Methoden für das Erkennen der Gegenstände in Ziffern.**

E.E.A. – Electrotehnica 25, Nr. 7, Okt.1977, S. 271

Es werden die Faktoren für die Realisierung und Optimierung des statistischen Klassifikators dargestellt und die Besonderheit der Formerkennung durch syntaktische Methoden hervorgehoben.

DK 621.317.335 : 622.362

BERECHNUNGSALGORYTHMUS
KAPAZITÄTS-SPANNUNGS-MESSUNGEN
VARACTOR-STRUKTUREN

Crăciun, M., Brezeanu, Gh.: **Bestimmung einiger Parameter des Verunreinigungsniveaus der Kapazitäts-Spannungsmessungen.**

E.E.A. – Electrotehnica 25, Nr. 7, Okt. 1977, S. 278

Die Arbeit beschreibt einen Berechnungsalgorythmus der die Bestimmung des Verunreinigungsniveaus bei verteilten Anschlüssen aufgrund der experimentellen Kurve $C(V)$ erlaubt. Mit dem dargestellten Programm wird das Niveau bei Varactor — Strukturen bestimmt.

DK 621.3.018.14 : 622.362

DIGITALES Q-METER
QUALITÄTSFAKTOR
QUARZKRISTALLE

Păcuraru, I., Toderean, G.: **Digitales Q-meter für Quarze.**

E.E.A. – Electrotehnica 25, Nr. 7, Okt, 1977, S. 281

Es wird ein Gerät für die Messung des Qualitätsfaktors der Quarzkristalle (Q) mit einer Resonanzfrequenz bis zu 10 MHz beschrieben. Der Messfehler unterschreitet 1%.

DK 621.313.045.048

ELEKTRISCHE ENTLADUNGEN
ELEKTRISCHE MASCHINEN
UMWANDLUNGSMETHODEN

Notingher, P.: **Betrachtungen in Bezug auf die Alterung der Isolierungen von elektrischen Hochleistungsmaschinen.**

E.E.A. – Electrotehnica 25, Nr. 7, Okt. 1977, S. 285

Die Arbeit behandelt das Problem des Auftretens der Teilentladungen in den Isolierungen der elektrischen Hochleistungsmaschinen, wobei das Vorhandensein dieser Erscheinungen sogar im Falle von Mittelspannungsaggregaten hervorgehoben wird.

DK 621.313.13

GLEICHSTROMMOTOREN
MATHEMATISCHES MODELE
THYRISTOREN

Brăileanu, Gr.: **Das mathematische Modell der mit Thyristorenumkehrbrüken gesteuerten Gleichstrommotoren für sehr weite Drehzahlbereiche.**

E.E.A. – Electrotehnica 25, Nr. 7, Okt. 1977, S. 290

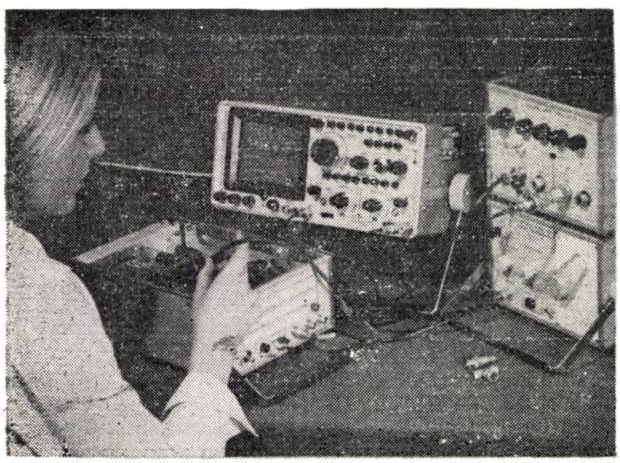
Die Arbeit beschreibt ein mathematisches Modell für das Studium der thyristorgesteuerten Gleichstrommotoren.

DATEN

UZINA DE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURĂ

INSTRUMENTE ELECTRONICE DE MĂSURĂ

generatoare de funcţiune
generatoare de impulsuri
generatoare de semnale
voltmetre numerice
frecvenţmetre numerice
osciloscoape
aparate de măsură cu circuite integrate
înregistratoare de semnale
sisteme de măsură
ANALIZOARE MULTICĂI
CALCULATOARE ELECTRONICE
ELECTRONICĂ AGRICOLĂ
ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ



Fabricate de:

ELEKTRONICUS MÉRŐKÉSZÜLÉKEK GYÁRA

UZINA
DE APARATE
ELECTRONICE
DE MĂSURĂ

EMG

H-1163 Budapesta, str. Cziráky 26-32.

Exportat de:

METRIMPEX

H-1391 Budapesta, Căsuţa poştală 202.

VEB ELEKTROMAT DRESDEN

MERGEM ÎN PAS CU TIMPUL
NE ALĂTURĂM!

VEB ELEKTROMAT DRESDA
Exportator:
HEIM-ELECTRIC Export-Import
Întreprinderea de comerţ exterior a
Republicii Democrate Germane
RDG-1026 Berlin, Piaţa Alexander
Telefon: 2180, Telex: 0112257

CZ. 621.318.4

REGIM SUPRACONDUCTOR
REGIM CRIOGENIC SUPRACRITIC
INDUCTIVITĂȚI ECHIVALENTE

Bobine cuplate magnetic în regim supraconductor și criogenic supracritic**

SILVIU PUȘCAȘU, MARIAN BADEA * — Craiova

Introducere

În lucrările [1, 2] au fost amplu prezentate conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, subliniindu-se faptul că, la nivel macroscopic, printre proprietățile fundamentale mai importante care definesc starea supraconductoare se detașează, în special, următoarele: *rezistența ohmică a unui supraconductor la o temperatură mai mică decît cea critică este zero, iar inducția magnetică într-un corp supraconductor la temperaturi subcritice este nulă*, adică:

$$R_{T<T_c} = 0 \quad \text{și} \quad B_{int_{T<T_c}} = 0. \qquad (1)$$

S-a precizat, de asemenea, că circuitele electrice în stare supraconductoare pot avea densități foarte mari de curent, iar cîmpurile în unele cazuri, la temperaturi apropiate de T_c, la care rezistența nulă se menține încă, sînt foarte ridicate, la unele aliaje speciale valorile acestora depășind 10 T, așa după cum se poate vedea din tabelul 1.

Tabelul 1

Materiale și aliaje supraconductoare (parametrii critici)

Denumirea materialului	$T_C^{(0K)}$	$B_C^{(T)}$	Observații
Nb Zr	9...11	7...9	În fază comercială
NbTi (NbTiZr; NbTiTa)	8...10	9...12	—„—
Nb_3Sn	18,3	22,5	—„—
V_3Ga	14,5	21	În fază de omologare
PbBi	8,6	12,5	În fază de cercetare pilot
V_3Si	17,0	23,5	—„—
Nb_3Al	18,7	29,5	—„—
$Nb_3(Al_{0,73}Ge_{0,27})$	20,7	41	—„—

De asemenea, în lucrarea [3] s-a preciza faptul că unele firme au dezvoltat, mult, în ultimul timp, tehnologiile de obținere a conductoarelor industriale, mai ales din NbTi cu parametri electromagnetici ridicați, așa după cum rezultă din tabelul 2, care conține unele caracteristici electromagnetice ale conductorului din NbTi cu denumirea comercială „VACRYFLUX" 5001 fabricat de firma vest-germană „VACUUMSCHMELZE" GmbH din Hannau (R.F.G.).

Tabelul 2

Intensitatea critică a curentului în A, la H_{ext} exprimat în $\frac{A}{m}$, pentru supraconductorul de tip VACRYFLUX

H_{ext} transversal / Secțiunea conductorului	$\frac{A}{m}$	1,6	2,4	3,2	4,0	4,8	5,6	6,4
	KOe	20	30	40	50	60	70	80
1,5 × 0,9 mm²		1260	1080	900	720	541	396	288
1,2 × 0,75 mm²		864	720	600	480	360	264	192
1,0 × 0,6 mm²		575	480	400	320	240	176	128
0,8 × 0,5 mm²		383	320	266	213	160	115	85

În ultimul timp a cunoscut o permanentă dezvoltare construcția de crioelectromagneți fie pentru producerea cîmpurilor magnetice intense și foarte intense, folosite în acceleratoarele de particule, fie ca *creuzete* în generatoarele de producere a plasmei foarte fierbinți iar, în unele cazuri, pentru realizarea sustentației electromagnetice la sistemele de transport neconvențional cu vehicule antrenate cu motor liniar. Cu astfel de electromagneți s-au putut obține, în mod curent, inducții magnetice de peste 10 T, la o densitate de curent în jurul a 400 A/mm².

Calculul criocelectromagneților și, în general, al circuitelor magentice supraconductoare este destul de complicat, deși la acestea lipsește miezul feromagnetic, de altfel, principalul avataj al acestor categorii de circuite magnetice. Complexitatea calculului provine, mai ales, de

* Dr. ing. *S. Pușcașu* este profesor titular, șeful catedrei de bazele electrotehnicii și utilizării a Fac. de electrotehnică de la Universitatea din Craiova, dr. ing. *M. Badea* este conferențiar la această catedră.

** Supracritic în sensul $T > T_c$.

la faptul că trebuie asigurată stabilitatea termică a electromagnetului pentru a se menține constantă starea supraconductoare. Un aspect mai puțin analizat de calcul electromagnetic al bobinelor supraconductoare sau cvasisupraconductoare, este cel în regim permanent sinusoidal în situația în care se iau în considerație înfășurări cuplate magnetic, static, cu posibilitatea de modificare continuă a cuplajului. Se consideră că această problemă este justificată din următoarele puncte de vedere:

a. Pentru realizarea de cîmpuri intense este, uneori, indicată folosirea mai multor înfășurări.

b. Atunci cînd se pune problema modificării lente a cîmpului de inducție magnetică este util să se procedeze prin variația continuă a cuplajului, lucru posibil cu ușurință în cazul bobinelor fără miez magnetic oferind și avantajul menținerii constante a curentului.

1. Calculul inductivității echivalente a unui circuit magnetic derivație format din două bobine cuplate magnetic în regim permanent sinusoidal supraconductor

Se va analiza, în prealabil, expresia inductivității echivalente în cazul a două bobine nesupraconductoare legate în derivație, cu cuplaj magnetic, în regim permanent sinusoidal, după care se vor deduce expresiile corespunzătoare ale inductivității echivalente în regim supraconductor.

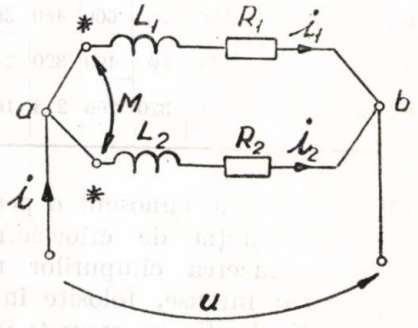


Fig. 1. Schema echivalentă a două bobine cuplate magnetic, în general.

În figura 1 se consideră, conectate în derivație, două bobine cu inductivitățile proprii L_1 și L_2, avînd rezistențele ohmice R_1 R_2, inductivitatea lor mutuală fiind $L_{12} = L_{21} = M$. Aplicînd acestui circuit tensiunea sinusoidală:

$$u = \sqrt{2}\, U \sin \omega t,$$

se obține, în regim permanent sinusoidal, schema de calcul, simplă, din figura 2, pentru care se pot scrie relațiile evidente:

$$\underline{U} = R_1 \underline{I}_1 + j\omega L_1 \underline{I}_1 \pm j\omega M \underline{I}_2, \tag{1}$$

$$\underline{U} = R_2 \underline{I}_2 + j\omega L_2 \underline{I}_2 \pm j\omega M \underline{I}_1. \tag{2}$$

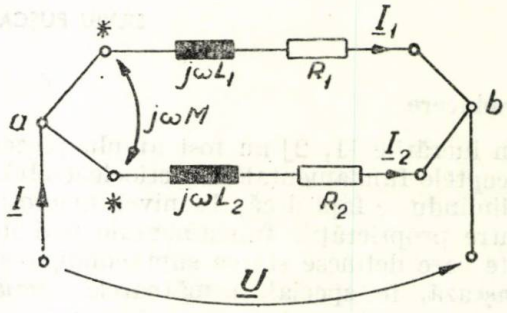


Fig. 2. Schema echivalentă a două bobine cuplate magnetic, în regim permanent sinusoidal.

Notînd:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1, \tag{3}$$

$$\underline{Z}_2 = R_2 + j\omega L_2, \tag{4}$$

$$\underline{Z}_m = j\omega M, \tag{5}$$

relațiile de mai sus devin:

$$\underline{U} = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 \pm \underline{Z}_m \underline{I}_2, \tag{6}$$

$$\underline{U} = \pm \underline{Z}_m \underline{I}_1 + \underline{Z}_2 \underline{I}_2, \tag{7}$$

din care se obțin curenții:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{Z}_2 \mp \underline{Z}_m}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 - \underline{Z}_m^2} \underline{U},$$

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{Z}_1 \mp \underline{Z}_m}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 - \underline{Z}_m^2} \underline{U},$$

$$\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 \mp 2\underline{Z}_m}{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 - \underline{Z}_m^2} \underline{U}.$$

Impedanța echivalentă este:

$$\underline{Z}_e = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 - \underline{Z}_m^2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 \mp 2\underline{Z}_m}. \tag{8}$$

Înlocuind expresiile lui $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_m$ din (3), (4) și (5) în (8) și luînd partea imaginară, rezultă reactanța echivalentă:

$$X_e = \frac{R_1^2 X_2 + R_2^2 X_1 + (X_1 + X_2)(X_1 X_2 - \omega^2 M^2) \pm 2\omega M (R_1 R_2 - X_1 X_2 + \omega^2 M^2)}{(R_1 + R_2)^2 + (X_1 X_2 \mp 2\omega M)^2}. \tag{9}$$

Evident, rezultă inductivitatea echivalentă :

$$L_e = \frac{X_e}{\omega}. \tag{10}$$

Considerînd regimul normal nesupraconductor există îndeplinite condițiile :

$$L_1 = L_2 = L \text{ și } R_1 = R_2 = R. \tag{15}$$

Înlocuind aceste relații în (9), se obține :

$$X_e = \frac{2R\omega L + 2\omega L(\omega^2 L^2 - \omega^2 M^2) + 2\omega M(\pm R^2 \mp \omega^2 L^2 \pm \omega^2 M^2)}{4[R^2 + \omega^2(L - M)^2]} \tag{16}$$

În ceea ce privește regimul criogenic posibil de lucru al circuitului din figura 2 pot fi două cazuri, și anume :

a. Cazul regimului supraconductor propriu-zis (la $T < T_c$).

b. Cazul regimului criogenic cvasisupraconductor sau supracritic ($80°K > T > T_c$).

Acest ultim caz corespunde, de obicei, regimului de lucru la temperatura azotului lichid (aproximativ 77°K), putînd fi luate în considerație și materiale nesupraconductoare clasice, ca de exemplu, aluminiu, cupru.

a. Cazul regimului supraconductor propriu-zis. În acest caz există condiția :

$$R_1 = R_2 = 0.$$

Înlocuind în relația (9) această condiție, precum și $X_1 = \omega L_1$, iar $X_2 = \omega L_2$, se obține, ținînd seamă de (10) :

$$L_e = \frac{(L_1 + L_2)(L_1 L_2 - M^2) \pm 2M(M^2 - L_1 L_2)}{(L_1 + L_2 \pm 2M)^2}, \tag{11}$$

sau :

$$L_e = \frac{(L_1 L_2 - M^2)(L_1 + L_2 \mp 2M)}{(L_1 + L_2 \pm 2M)^2} =$$

$$= \frac{L_1 L_2 - M^2}{(L_1 + L_2 \mp 2M)}. \tag{12}$$

În cazul unui cuplaj perfect ($L_1 \cdot L_2 = M^2$), rezultă :

$$L_e = 0, \tag{13}$$

iar în absența cuplajului ($M = 0$), se obține :

$$L_e = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}. \tag{14}$$

Analiza inductivității echivalente a două bobine identice.

și :

$$L_e = \frac{L[R^2 + \omega^2(L^2 - M^2)] + M[\pm R^2 \mp \omega^2(L^2 - M^2)]}{2[R^2 + \omega^2(L - M)^2]}. \tag{17}$$

Pentru cazul aceleeași orientări a curenților în raport cu bornele generatoare sau pentru orientări diferite, în urma unor calcule simple rezultă :

$$L_e = \frac{L \pm M}{2}. \tag{18}$$

Se observă că, *în regim supraconductor propriu-zis, introducînd în (17) $R = 0$ rezultă, pentru aceeași orientare a curenților sau orientări diferite în raport cu bornele generatoare aceeași expresie ca mai sus, adică :*

$$L_{e(T<T_c)} = \frac{L \pm M}{2}. \tag{19}$$

Se poate afirma, deci, că în *regim normal, ca și în regim supraconductor, inductivitatea echivalentă a două bobine identice legate în derivație și cuplate magnetic este aceeași.*

Sînt posibile, în unele cazuri, cuplaje foarte slabe ($M \approx 0$) între două bobine net diferite între ele în ceea ce privește inductivitățile (de exemplu, $L_2 \ll L_1$). În acest caz din (12) rezultă :

$$L_e \approx L_2, \tag{20}$$

adică, inductivitatea echivalentă se reduce, practic, la cea cu valoarea cea mai mică.

b. Cazul unor regimuri criogenice. Circuitul din figura 1 s-a presupus realizat din materiale supaconductoare propriu-zise, inclusiv conductoarele, de legătură, întregul circuit aflîndu-se într-o incintă criostatică la o temperatură subcritică*. În cazul regimurilor criogenice nesupraconductoare rezistențele ohmice sînt nenule, dar pot avea valori relativ reduse. De exemplu, în cazul aluminiului rezistivitatea sa la temperatura azotului lichid, de 77,3°K scade de aproximativ 50 de ori în raport cu rezistivitatea la 300°K. Rezultă că rezistența unei porțiuni

* În sensul $T < T_c$.

de conductor din aluminiu se poate scrie, la $T = 77{,}3°K$, în funcție de cea de 300°K, sub forma :

$$R(77{,}3°K) = \frac{\rho(300°K)}{50} \cdot \frac{l}{A} = \frac{1}{50} R(300°K).$$

Întrucît coeficienții de contracție ai aluminiului au valori foarte reduse se poate admite că :

$$l(300°K) \approx l(77{,}3°K)$$

și :

$$A(300°K) \approx A(77{,}3°K).$$

În acest caz expresia (9) poate fi scrisă, în condițiile criogenice corespunzătoare azotului lichid, sub forma :

$$X_e = \frac{\left(\frac{R_1}{50}\right)^2 X_2 + \left(\frac{R_2}{50}\right)^2 X_1 + (X_1 + X_2)(X_1X_2 - \omega^2M^2) \pm 2\omega M\left(\frac{R_1R_2}{2\,500} - X_1X_2 + \omega^2M^2\right)}{\left(\frac{R_1 + R_2}{50}\right)^2 + (X_1 + X_2 \mp 2\omega M)^2}. \quad (21)$$

După o serie de calcule simple, ținînd seamă de (10), se obține :

$$L_{e_{Al(77,3°K)}} = \frac{R_1^2L_2 + R_2^2L_1 + 2{,}5\omega^2 \cdot 10^3(L_1 + L_2)(L_1L_2 - M^2) \pm 2M[R_1R_2 - 2{,}5\omega^2 \cdot 10^3(L_1L_2 - M_2)]}{(R_1 + R_2)^2 + 2{,}5\omega^2 \cdot 10^3[L + L_2 \mp 2M]^2}, \quad (22)$$

în care R_1, R_2 sînt rezistențele ohmice ale bobinelor la $T = 300°K$, iar L_1, L_2 inductivitățile la aceeași tempeatură.

Dacă se ia în considerație frecvența industrială de 50 Hz, înlocuind în expresia lui ω din (22), se obține :

$$L_{e_{(Al77,3°K)}} = \frac{R_1^2L_2 + R_2^2L_1 + 2{,}465 \cdot 10^8(L_1 + L_2)(L_1L_2 - M^2) \pm 2M[R_1R_2 - 2{,}465 \cdot 10^8(L_1L_2 - M^2)]}{(R_1 + R_2)^2 + 2{,}465 \cdot 10^8[L_1 + L_2 \mp 2\sqrt{L_1L_2}]^2}. \quad (23)$$

Analizînd această expresie se pot desprinde următoarele concluzii :

b.1. În cazul cuplajului ideal ($M^2 = L_1 \cdot L_2$) rezultă :

$$L_{e_{(Al77,3°K)}} = \frac{R_1^2L_2 + R_2^2L_1 \pm 2\sqrt{L_1L_2}\,R_1R_2}{(R_1 + R_2)^2 + 2{,}465 \cdot 10^8[L_1 + L_2 \mp 2\sqrt{L_1L_2}]^2}. \quad (24)$$

În acest caz se observă că pentru valori uzuale ale lui R, L_1, L_2 inductivitatea echivalentă este neglijabilă atunci cînd în raport cu bornele generatoare curenții prin cele două bobine sînt de sensuri opuse (la numărătorul lui 24 se ia semnul minus, iar la numitorul său la semnul plus și, ca urmare, datorită termenului $2{,}465 \cdot 10^8$ valoarea fracției este foarte mică).

În cazul cînd se realizează un cuplaj în *fază* (cînd curenții prin bobine au aceeași orientare în raport cu bornele generatoare la numărător se ia semnul plus, iar la numitor semnul minus), atunci inductivitatea echivalentă poate avea valori cu atît mai importante cu cît valoarea parantezei drepte tinde la zero. Este ușor de observat că aceasta se poate obține în cazul a două bobine cu inductivități proprii egale ($L_1 = L_2$) : $L_1 + L_2 - 2\sqrt{L_1L_2} = 0$, sau, $(\sqrt{L_1} - \sqrt{L_2})^2 = 0$ și, deci, $L_1 = L_2 = L$.

În acest caz :

$$L_{e_{(Al,\,77,3°K)}} = \frac{R_2^2L + R_2^2L + 2L\,R_1R_2}{(R_1 + R_2)^2}. \quad (25)$$

Din (24) rezultă acum, simplu :

$$L_{e_{(Al,\,77,3°K)}} = L\,\frac{R_2^2 + R_2^2 + 2\,R_1R_2}{(R_1 + R_2)^2} = L$$

și, ca urmare, inductivitatea echivalentă se reduce la valoarea inductivității proprii. Întrucît la aceeași concluzie se ajunge și cînd $R_1 = R_2$, rezultă că în acest caz inductivitatea echivalentă este independentă de valorile rezistențelor ohmice la temperatura normală a mediului ambiant.

b.2. O concluzie similară se obține și în cazul unui cuplaj neideal dar foarte strîns, pentru care M^2 este foarte apropiat, ca valoare, de produsul $L_1\,L_2$.

b.3. În absența cuplajului ($M = 0$) din (23) rezultă :

$$L_{e_{(Al,\,77,3°K)}} = \frac{R_1^2L_2 + R_2^2L_1 + K(L_1 + L_2)L_1L_2}{(R_1 + R_2)^2 + K(L_1 + L_2)^2}. \quad (26)$$

Deoarece K este foarte mare, expresia se mai poate scrie :

$$\lim_{K \to \infty} L_{e_{(Al,\,77,3°K)}} \cong \frac{L_1L_2}{L_1 + L_2}. \quad (27)$$

Tabelul 3

Formule de calcul al inductivității echivalente a două bobine legate în paralel, cu sau fără cuplaj magnetic în regim permanent sinusoidal în stare criogenă

Nr. crt.	Starea	Relația între rezistențele ohmice	Relația între inductivități	Cuplajul	Materialul	Frecvența (pulsația)	Formula de calcul a inductivității echivalente, L_e
1	Normal conductoare	$R_1 \neq R_2$	$L_1 \neq L_2$	$M \neq 0$	Oricare	f ω	$\frac{1}{\omega}\left[\frac{R_1^2X_2+R_2^2X_1+(X_1+X_2)(X_1X_2-\omega^2M^2)\pm 2\omega M(R_1R_2-X_1X_2+\omega^2M^2)}{(R_1+R_2)^2+(X_1+X_2\mp 2\omega M)^2}\right]$
2	Supraconductor (sub critic)	$R_1 = R_2 = 0$	$L_1 \neq L_2$	$M \neq 0$	Supraconductor	f ω	$\frac{L_1L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \mp 2M}$
3	—„—	—„—	—„—	$M = 0$	—„—	f ω	$\frac{L_1\ L_2}{L_1 + L_2}$
4	Normal conductor	$R_1 = R_2 = R$	$L_1 = L_2 = L$	$M \neq 0$	Oricare	f ω	$\frac{L \pm M}{2}$
5	Supraconductor	$R_1 = R_2 = 0$	$L_1 = L_2 = L$	$M \neq 0$	Supraconductor	f ω	$\frac{L \pm M}{2}$
6	—„—	—„—	—„—	$M \approx 0$	—„—	f ω	$\frac{L}{2}$
7	Criogenică supracritică ($T = 77{,}3°K$; azot lichid)	$R_1 \neq R_2$	$L_1 \neq L_2$	$M \neq 0$	Al	f ω	$\frac{R_1^2L_2+R_2^2L_1+2{,}5\cdot 10^3\omega^2(L_1+L_2)(L_1L_2-M^2)\pm 2M[R_1R_2-2{,}5\cdot 10^3\omega^2(L_1L_2-M^2)]}{(R_1+R_2)^2+2{,}5\cdot 10^5\omega^2[L_1+L_2\mp 2M]^2}$
8	—„—	—„—	—„—	—„—	—„—	50 Hz	$\frac{R_1^2L_2+R_2^2L_1+2{,}465\cdot 10^3(L_1+L_2)(L_1L_2-M^2)\pm 2M[R_1R_2-2{,}465\cdot 10^3(L_1L_2-M^2)]}{(R_1+R_2)^2+2{,}46\cdot 10^5(L_1L_2\mp 2\sqrt{L_1L_2}\,]^2}$
9	Criogenică supracritică ($T = 77{,}3°K$; azot lichid)	$R_1 \neq R_2$	$L_1 \neq L_2$	$M^2 = L_1L_2$	Al	50 Hz	$\frac{R_1^2L_2 + R_2^2L_1 \pm 2\sqrt{L_1L_2}\ R_1R_2}{(R_1+R_2)^2+2{,}465\cdot 10^5[L_1+L_2\mp 2\sqrt{L_1L_2}\,]^2}$
10	—„—	$R_1 \neq R_2$	$L_1 = L_2 = L$	$M^2 = L^2$	Al	50 Hz	L
11	—„—	$R_1 \neq R_2$	$L_1 \neq L_2$	$M = 0$	Al	50 Hz	$\frac{L_1\ L_2}{L_1 + L_2}$
12	—„—	$R_1 \neq R_2$	$L_1 \neq L_2$	$M \neq 0$	Al	$f \gtrsim 50$ Hz	$\frac{L_1L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \mp 2M}$

adică expresia (14).

b.4. Rezultă că atît în regim supraconductor (subcritic), cît și în regim criogenic (supracritic) inductivitatea echivalentă a cuplajului e independentă atît de starea conductorului, cît și de rezistențele ohmice la temperatura normală.

În expresia (22) se notează :

$$R_1^2 L_2 + R_2^2 L_1 = \alpha,$$
$$L_1 + L_2 = \beta,$$
$$L_1 L_2 - M^2 = \gamma,$$
$$(R_1 + R_2)^2 = \varepsilon,$$
$$R_1 R_2 = \nu,$$
$$2{,}5 \cdot 10^3 \, \omega^2 = K.$$

Se obține :

$$L_{e_{(\mathrm{Al},\,77{,}3^\circ\mathrm{K})}} = \frac{\alpha + K\beta\gamma \pm 2M[\nu - K\gamma]}{\varepsilon + K[\beta \mp 2M]^2},$$

care se mai poate scrie :

$$L_{e_{(\mathrm{Al},\,77{,}3^\circ\mathrm{K})}} = \frac{\left\{\frac{\alpha}{K} + \beta\gamma \pm 2M\left[\frac{\nu}{K} - \gamma\right]\right\}}{\left\{\frac{\varepsilon}{K} + [\beta \mp 2M]^2\right\}}.$$

Se observă că la frecvențe mari $K \to \infty$ și deci :

$$L_{e_{\mathrm{Al}(77{,}3^\circ\mathrm{K})}} = \frac{(L_1 + L_2)(L_1 L_2 - M^2) \mp 2M(L_1 L_2 - M^2)}{(L_1 + L_2 \mp 2M)^2},$$

sau :

$$L_{e_{(\mathrm{Al}77{,}3^\circ\mathrm{K})}} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \mp 2M}. \qquad (28)$$

b.5. Rezultă că la frecvențe ridicate indiferent de structura lor, chiar pentru bobine complet diferite în regim supracritic, la temperatura azotului lichid, inductivitatea echivalentă nu depinde de valorile rezistențelor lor.

2. Concluzii

a. În stare supraconductoare inductivitatea echivalentă a două înfășurări cuplate magnetic, în regim permanent sinusoidal, este dată de formula (12) în cazul unui cuplaj magnetic oarecare și de (14) în cazul absenței cuplajului.

b. Inductivități mari, în stare supraconductoare, nu se pot obține cu cuplaje magnetice strînse.

c. Inductivitatea echivalentă a două *înfășurări identice* este aceeași atît în stare supraconductoare, cît și în stare normală și nu depinde de rezistențele lor ohmice.

d. În regim supracritic, la temperatura azotului lichid inductivitatea echivalentă a două bobine necuplate magnetic, legate în derivație nu depinde de rezistențele ohmice și nici de frecvență.

e. În cazul a două bobine complet diferite cu cuplaj magnetic, la frecvențe ridicate, inductivitatea echivalentă este independentă de valorile rezistențelor și de frecvență.

f. Sînt stabilite formule utile de calcul corespunzătoare diferitelor cazuri particulare considerate, care sînt concentrate în tabelul 3.

Bibliografie

[1] *Pușcașu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale, ale crioelectrotehnicii partea I. În : E.E.A. — Electrotehnica nr. 1, 1977, p.1.

[2] *Pușcașu, S., Badea M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, partea a II-a. În : E.E.A.—Electrotehnica **25**, nr. 4, mai 1977, p. 149.

[3] *Pușcașu, S., Georgescu E.* Aspecte actuale ale utilizării supraconductibilității în construcția de mașini electrice rotative. În : E.E.A. — Electrotehnica **25**, nr. 3, aprilie 1977, p. 105.

[4] *Parsch, C. R.* Supraleiter und supraleitende Magnete, In : Siemens A. G, Berlin 1975.

[5] *Lynton, E. A.* Supraleitung B.I. Hochschultaschenbücher, nr. 74, 1976.

[6] *Buckel, W.* Supraleitung. Grundlagen und Anwendungen. Weinheim, Physik Verlag, 1972.

Intrat în redacție la 15. VII. 1977

CZ 681.3.01

IMAGINI NUMERICE
CLASIFICAREA STATISTICĂ
DISCRIMINAREA SINTACTICĂ

Metode statistice și sintactice pentru recunoașterea obiectelor în imagini numerice

MIHAIL VÂRTOSU * — București

I. Probleme generale

1. Recunoașterea obiectelor în imagini înregistrate devine, pe zi ce trece, de utilitate tot mai mare într-o serie de domenii, cum ar fi: medicină, biologie, fizică etc. În fapt, tot mai multe investigații științifice conduc la necesitatea de a evidenția, izola, caracteriza și identifica entitățile cuprinse în imagini experimentale.

2. Imaginile prelucrate sînt, în general, de complexitate crescută și, prin urmare, realizarea acestor operații impune efectuarea unui mare volum de muncă. Utilizarea calculatorului numeric permite obținerea unor performanțe ridicate în procesele de recunoaștere a obiectelor conținute în imagini. În acest scop, imaginile de prelucrat primesc, în prealabil, o formă convenabilă, prin una din operațiile cunoscute: eșantionare, discretizare etc. Astfel, imaginea preluată de calculator este, de fapt, o matrice $m \times n$ cu elementele i_{jk} reprezentînd nivelul de gri în regiunea (j,k) din imagine. Dacă i_{jk} pot lua doar valorile „0" și „1" (alb, respectiv negru), imaginea numerică se numește binară.

3. Sistemele de prelucrare au schema generală [1] formată din trei părți (fig. 1): etajul de anteprelucrare, etajul de extragere a trăsăturilor și, în final, cel de identificare a obiectelor conținute în imagine. În faza de anteprelucrare se realizează refacerea imaginii, afectată de perturbații în procesul de transmitere și înregistrare, și se asigură, în același timp, invariația deciziei finale în raport cu poziția și mărimea obiectelor care se extrag din imagine.

După aceasta, se extrag trăsăturile obiectelor, obținîndu-se o mulțime de valori t_1, t_2,..t_T, suficiente pentru identificarea obiectelor, pentru T minim. Trăsăturile surprind caracteristicile de formă esențiale ale obiectelor și înmagazinează, într-un volum mai mic, ($T \ll m \times n$), informația din imaginea inițială necesară recunoașterii obiectelor.

4. Dacă în anteprelucrare și extragere se obțin rezultate optime în sisteme care se bazează pe dialogul om-calculator, etapa de recunoaștere propriu-zisă a obiectelor, pe baza trăsăturilor extrase, se pretează mult mai bine la automatizare completă. Admițînd că se cunoaște numărul de clase K, în care trebuie grupate obiectele și că există la dispoziție o mulțime de obiecte-prototip (prin trăsăturile cunoscute), despre care se știe cărei clase aparțin, este necesară stabilirea unei strategii care să asigure clasificarea fiecărui obiect necunoscut, în funcție de trăsăturile sale.

Fig. 1

În general, aceste strategii se împart în două categorii distincte: *metode statistice și metode sintactice.*

II. Clasificatorul statistic

1. Clasificarea statistică presupune luarea în considerație a fiecărui obiect prin intermediul vectorului constituit din trăsăturile sale: astfel, vectorii $v_m^{(k)}(m = 1, 2, \ldots, M_k)$ reprezintă obiectele din clasa $C_k(k = 1, 2,.. K)$;

$$v_m^{(k)} = \begin{bmatrix} t_{1m}^{(k)} \\ t_{2m}^{(k)} \\ \vdots \\ t_{rm}^{(k)} \\ \cdot \\ \cdot \\ t_{Tm}^{(k)} \end{bmatrix} . \qquad (1)$$

Vectorii reprezentînd formele de clasificat intră în procesul de decizie prin intermediul funcțiilor-densitate de probabilitate, corespunzătoare distribuțiilor valorilor componentelor $t_{rm}^{(k)}$. Astfel, se definește funcția de discriminare D_k, asociată clasei cu același indice, care atribuie forma necunoscută x în clasa C_k dacă, și numai dacă:

$$D_k(x) > D_j(x) \text{ pentru orice } j \neq k. \qquad (2)$$

2. In proiectarea clasificatorului statistic trebuie să se țină seama de cîteva caracteristici ale procesului de prelucrare a informației în

* Ing. *Vârtosu, M.* este asistent la catedra de electronică aplicată a I.P.B.

vederea recunoaşterii: *rezoluţia* imaginii din care se extrag obiectele de recunoscut; *numărul de trăsături* introduse în calcul; *definiţia şi modul de extragere a trăsăturilor*; forma funcţiilor — *densitate de probabilitate*; parametrii care intervin în expresiile *funcţiilor de discriminare*.

Vom exemplifica interdependenţa acestor factori prezentînd rezolvarea unei probleme frecvente de recunoaştere: discriminarea automată între literele A şi B ($K = 2$), studiată de autor prin intermediul programelor OCLAST.

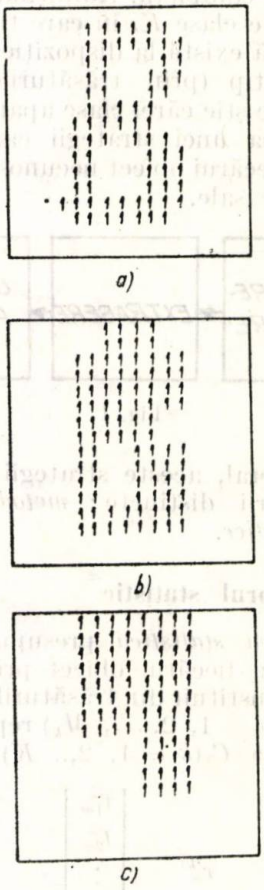


Fig. 2

2. 1. Pentru imagini numerice cu diferite rezoluţii (4×4, 8×8, 16×16) (fig. 2) sînt evidente diferenţele de informaţie utilă în procesul de recunoaştere. Se poate constata că, în imaginea 16×16 se pot discerne caracterele cu suficientă precizie şi la redundanţa minimă. Într-adevăr, se observă că la imaginea binară 8×8 cu mare greutate se poate recunoaşte caracterul scris, iar la 4×4 acesta este deja imposibil de recunoscut. Pe de altă parte, imaginea binară de 32×32 elemente aduce în plus informaţia privitoare la caracterele scrise, dar aceasta este redundantă în raport cu cea din imaginea din 16×16. Se poate trage concluzia că există un *optim de rezoluţie*.

2.2. Desigur, este de preferat ca *discriminarea să se realizeze pe baza unui număr cît mai mic de trăsături*. Sînt şi cazuri în care costul ridicat al operaţiilor de extragere a trăsăturilor şi cerinţele de rapiditate a discriminării impun ca trăsăturile să se ia în calcul succesiv, astfel încît se implementează *strategii de decizie secvenţiale*. Pentru o rezoluţie prestabilită, trăsăturile se pot ordona în funcţie de conţinutul informaţional al fiecăreia, creîndu-se posibilitatea selecţionării pentru procesul de recunoaştere a trăsăturilor celor mai semnificative în direcţia diferenţierii celor două caractere. În acest sens, vom lua în calcul doar una sau două trăsături (*max* $T = 2$).

2.3. Aceste trăsături, desprinse din studiul unui număr relativ mare de eşantioane scrise de mînă de diverşi subiecţi, se definesc pornind de la diferenţele de curbură pe linia finală a caracterelor, respectiv de la raportul diferit de la un caracter la altul între partea superioară şi

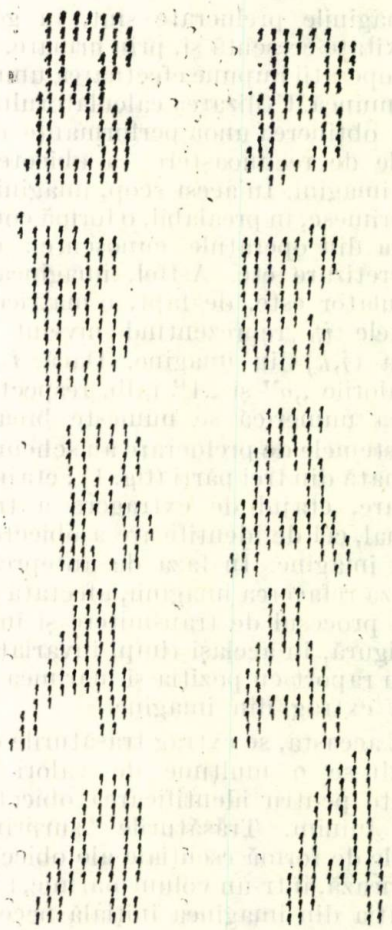


Fig. 3

cea inferioară. Într-adevăr, eşantioanele numerice existente, din cele două clase, confirmă că pe linia finală a B-urilor, curbura este mult mai mare decît la A-uri, respectiv linia orizontală se află la A-uri, în general, mai jos decît la B-uri (fig. 3). Pentru măsurarea curburii (C) se

va lua în considerare raportul (subunitar) între distanța dintre capetele liniei și lungimea arcului. Cea de-a doua trăsătură (*RSI* — raportul superior-inferior) se măsoară prin efectuarea raportului dintre lungimea arcului superior și lungimea arcului inferior pe linia finală a caracterelor. Valorile *C* și *RSI* pentru loturi de eșantioane $M_A = M_B = 10$ sînt date în figura 4. De remarcat că, primele cinci eșantioane $C_B = 0{,}681$ și, respectiv $C_A = 0{,}924$. Distribuțiile cumulative s-au reprezentat pentru un număr egal de eșantioane $M_A = M_B = 10$.

2.4.2. Pentru T=2, estimarea grafică este foarte dificilă, dacă nu imposibilă. De aceea, sînt necesare cîteva simplificări

a — să se admită că trăsăturile sînt statistic independente și, prin urmare, densitățile con-

caracter / Nr. eșantioane	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	trăsăt
A	0,88	0,84	1,00	0,85	0,93	0,92	1,00	0,93	0,86	1,00	C
A	2,40	1,16	2,00	1,00	1,50	1,00	1,60	0,87	0,87	1,60	RSI
B	0,68	0,61	0,50	0,66	0,66	0,78	0,79	0,68	0,66	0,75	C
B	0,90	0,91	0,71	1,25	0,80	1,33	0,90	0,58	1,57	0,77	RSI

Fig. 4

pentru fiecare clasă sînt chiar cele din figura 3 și constituie lotul de instruire redus: ($M'_A = M'_B = 5$).

2.4. Forma funcțiilor — densitate de probabilitate [2] intervine în aplicarea regulii de decizie: vom decide că, un caracter necunoscut x este A dacă $P(A/x)$ este mai mare ca $P(B/x)$. Cum formula lui Bayes dă:

$$P(C_k/x) = \frac{P(x/c_k) \cdot P(c_k)}{P(x)}, \tag{3}$$

rezultă necesitatea de a estima probabilitățile apriori $P(A)$, $P(B)$, precum și densitățile condiționale $P(x/A)$ și $P(x/B)$. Vom presupune $P(A) = P(B)$.

2.4.1. Pentru T = 1, densitățile condiționale (fig. 5) se estimează din funcțiile empirice, reprezentînd distribuțiile cumulative ale valorilor curburii și au maxime pronunțate la

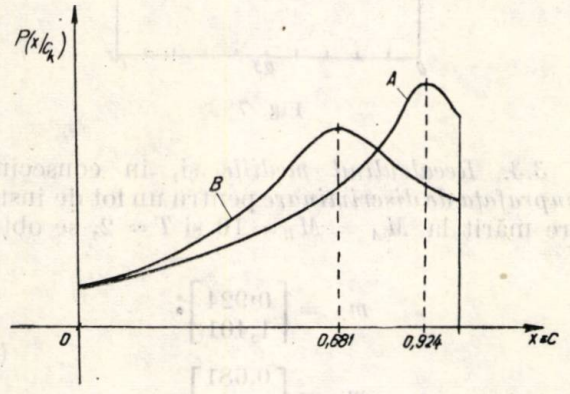


Fig. 5

diționale se obțin din produsul densităților condiționale individuale ale trăsăturilor:

$$p(x/c_k) = \prod_{r=1}^{T} p(x_r/c_k); \tag{4}$$

b — să se adopte o distribuție corespunzătoare pentru trăsături; de regulă se presupune că distribuțiile sînt normale:

$$p(x_r/c_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_r} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_r^2}(x_r - \mu_r^k)^2\right]. \tag{5}$$

În aceste condiții, cu notația:

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix}, \tag{6}$$

probabilitatea condiționată este:

$$p(x/c_k) = \frac{1}{2\pi \cdot \Sigma^{1/2}} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}(x - \mu_k)^T \cdot \Sigma^{-1} \cdot (x - \mu_k)\right]; \tag{7}$$

c — uneori, se face presupunerea că distribuțiile diferă doar prin mediile $\mu_k = \begin{bmatrix} \mu_1^k \\ \mu_2^k \end{bmatrix}$; adică:

$$\sigma_r^2 = \sigma^2 \tag{8}$$

Atunci, probabilitatea condiționată este:

$$p(x/c_k) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \cdot \|x - \mu_k\|^2\right]. \tag{9}$$

2.5. Funcțiile de discriminare se deduc din formulele (3), (7), (9), pentru:

$$P(A/x) \underset{B}{\overset{A}{\lesseqgtr}} P(B/x) \tag{10}$$

și:

$$P(A) = P(B). \tag{11}$$

Astfel, dacă $\sigma_1^2 \neq \sigma_2^2$,

$$D_k(x) = -(x - \mu_k)^T \cdot \Sigma^{-1} \cdot (x - \mu_k), \tag{12}$$

iar dacă:

$$\sigma_1^2 = \sigma_2^2: \quad D_k(x) = -\|x - \mu_k\|^2. \tag{13}$$

După cum se observă, funcțiile de discriminare includ parametrii σ_1^2 și σ_2^2 (dispersiile medii pătratice ale valorilor trăsăturilor C și RSI, calculate pe totalul eșantioanelor, atît din clasa A, cît și din clasa B), μ_A și μ_B (vectorii — medie ai eșantioanelor).

Atît pentru *dispersii*, cît și pentru *medii* se deduc valori experimentale pe baza eșantioanelor existente în *lotul de instruire* (care, în mod ideal, ar trebui să fie infinit), fiind cu atît mai efective pentru procesul de discriminare, cu cît numărul eșantioanelor din lot este mai mare, iar eșantioanele sînt alese pe criterii de *reprezentativitate*. În acest mod se asigură *generalizarea* procesului de decizie, în ciuda caracterului relativ al lotului de instruire.

3.1. Pentru lotul de instruire $M_A = M_B = 10$ și $T = 1$, respectiv $x_1 \equiv C$, conform densităților condiționale estimate, luînd curbura de prag:

$$C_{prag} = \frac{1}{2}(C_A + C_B) = 0{,}802, \tag{14}$$

se clasifică întreg lotul de instruire în mod corect.

Pentru un lot de instruire redus la primele cinci eșantioane, cu ceea ce ar fi condus la clasificarea greșită a două eșantioane din lotul de $M_A = M_B = 10$ (procentul de recunoaștere greșită $R_G = 20\,\%$).

Este evident că, la un număr mai mare de eșantioane testate, menținînd lotul de instruire constant, calitatea recunoașterii ar scădea rapid. Aceasta impune creșterea numărului trăsăturilor.

3.2. Pentru $M'_A = M'_B = 5$ și $T = 2$, adică $x_1 \equiv C$, $x_2 \equiv RSI$, în planul bidimensional al trăsăturilor (fig. 6), *suprafața de discriminare* corespunzătoare ecuației (13) este mediatoarea segmentului care unește mediile celor două mulțimi de eșantioane:

$$m'_A = \begin{bmatrix} 0{,}9 \\ 1{,}612 \end{bmatrix}, \quad m'_B = \begin{bmatrix} 0{,}622 \\ 0{,}914 \end{bmatrix}. \tag{16}$$

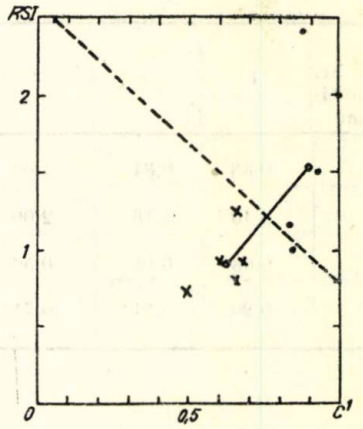


Fig. 6

Aceasta discriminează greșit chiar un eșantion din cele 10 aparținînd lotului de instruire (al patrulea A din fig. 5), deci, $R_G = 10\,\%$.

Extinzînd testul de discriminare, cu aceeași suprafață de discriminare, asupra unui lot de 20 de caractere (10 A și 10 B) (fig. 7) un număr de 5 caractere (3 A și 2 B) sînt greșit clasificate, deci, $R_G = 25\,\%$.

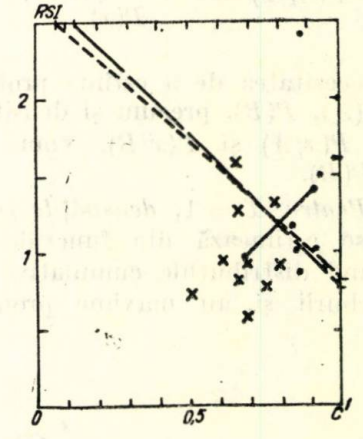


Fig. 7

3.3. Recalculînd mediile și, în consecință, *suprafața de discriminare* pentru un lot de instruire mărit la $M_A = M_B = 10$ și $T = 2$, se obțin:

$$m_A = \begin{bmatrix} 0{,}924 \\ 1{,}401 \end{bmatrix}; \quad m_B = \begin{bmatrix} 0{,}681 \\ 0{,}973 \end{bmatrix}. \tag{17}$$

În acest caz, mediatoarea segmentului care unește mediile clasifică incorect patru caractere ($2A$ și $2B$), deci, $R_G = 20\%$.

Prin urmare, *mărirea lotului de instruire* nu satisface criteriul de calitate a recunoașterii. Aceasta se datorește faptului că prezumția $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$, pe care se bazează ecuația (13) nu se verifică în practică; într-adevăr, pe lotul $M_1 = M_2 = 10$, se constată că $\sigma_1^2 = 3{,}4 \cdot 10^{-3}$ și $\sigma_2^2 = 0{,}61$.

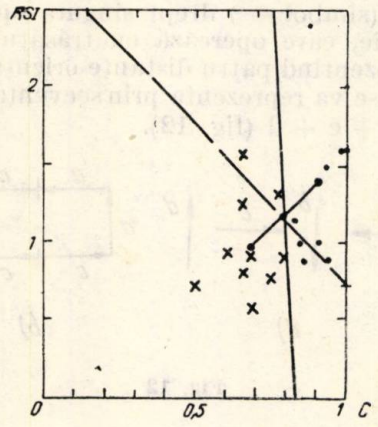


Fig. 8

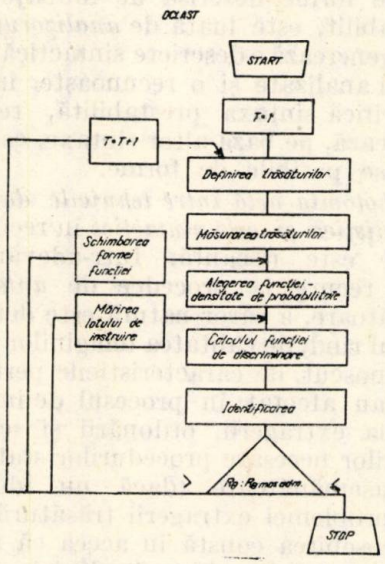


Fig. 9

3.4. Se recurge atunci la ecuația (12), care oferă ca *suprafață de discriminare o dreaptă trecînd prin* $\frac{1}{2}(m_A + m_B)$ (mijlocul segmentului mediilor), paralelă cu dreapta trecînd prin origine și punctul de coordonate $\Sigma^{-1} \cdot (m_A - m_B)$. Se obține (fig. 8) o dreaptă de discriminare care clasifică toate eșantioanele *corect*.

4. Pe baza acestor constatări, se impune concluzia că procedura de optimizare a clasificatorului statistic (fig. 9) implică:

4.1. Recalcularea funcțiilor de discriminare prin reevaluarea parametrilor care intervin în ele, ceea ce necesită în primul rînd mărirea lotului de instruire.

4.2. Schimbarea formei funcției-densitate de probabilitate, dacă se constată că presupunerile făcute asupra distribuțiilor cumulative sau dispersiilor nu se verifică.

4.3. Pot apărea situații care să impună *redefinirea unor trăsături* sau chiar *renunțarea la unele trăsături*.

De altfel, chiar în exemplul analizat, orientarea liniei de discriminare (fig. 8) indică o contribuție foarte redusă a informației din trăsăturile *RSI* la procesul de clasificare, în comparație cu contribuția curburii *C* la recunoașterea *A* și *B*.

4.4. Introducerea în procesul de clasificare a unor noi trăsături.

4.5. În fine, pot apărea și situații în care *procentul de recunoașteri greșite* nu coboară sub $R_{G\ \mathrm{max\,adm}}$, decît mărind rezoluția imaginilor testate.

Experiența căpătată din dezvoltarea programelor OCLAST arată că ordinea și importanța acestor operații se stabilesc de la caz la caz, în funcție de specificul problemei abordate și de costul fiecărei intervenții de optimizare.

III. Relația dintre clasificarea statistică și discriminare sintactică

1. In unele probleme de recunoaștere a formelor este deosebit de importantă informația structurală care descrie *fiecare obiect* (formă), iar procesul de recunoaștere reclamă nu numai atribuirea formei necunoscute într-o clasă anumită (deci *clasificarea ei*), ci și capacitatea de a evidenția *acele aspecte ale formei, care fac imposibilă atribuirea ei în vreo altă clasă*. Recunoașterea obiectelor în imagini numerice este un exemplu tipic în acest sens; deoarece formele de recunoscut sînt foarte complexe și numărul de trăsături necesare în procesul de recunoaștere este foarte mare, *metoda descrierii* unei forme complexe în termenii unei compoziții din *elemente mai simple* este deosebit de utilă. Astfel, o formă complexă (practic, o imagine) poate fi descrisă în termenii unei structuri ierarhice (fig. 10). Urmărind reprezentarea informației structurale ierarhice a fiecărei forme, ceea ce presupune descrierea formei prin elemente mai simple,

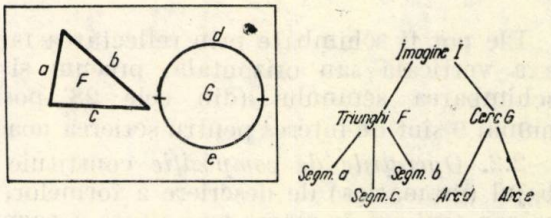


Fig. 10

descrierea fiecărui astfel de element în altele şi mai simple etc., s-au conturat *tehnicile* de *discriminare sintactică.*

2. Limbajul care oferă descrierea structurală a formelor constă din: mulţimea trăsăturilor sintactice şi operaţiilor lor de compoziţie.

2.1. Alegerea trăsăturilor sintactice [3] se bazează, de obicei, pe două cerinţe: trăsăturile să servească drept elemente componente ale formelor, oferind posibilitatea unei descrieri concise şi exacte a formelor în termenii relaţiilor structurale definite, respectiv: să poată fi extrase şi recunoscute uşor, prin metode preexistente, nesintactice, întrucît sînt elemente simple şi compacte, a căror informaţie structurală este neglijabilă.

Pentru a rămîne în domeniul recunoaşterii caracterelor scrise, vom exemplifica alegerea trăsăturilor sintactice în vederea descrierii scrisului de mînă [4]. Se consideră patru segmente de linie, caracterizate printr-o tripletă de forma:

$$\sigma_k = [(x_{k1}, y_{k1}), (x_{k2}, y_{k2})\ \theta_k], \qquad (18)$$

unde: (x_{ki}, y_{ki}) reprezintă coordonatele capetelor segmentelor, iar θ_k redă sensul de rotaţie de la primul către al doilea capăt, cu semn pozitiv în sensul acelor de ceasornic. Trăsăturile (fig. 11) sînt:

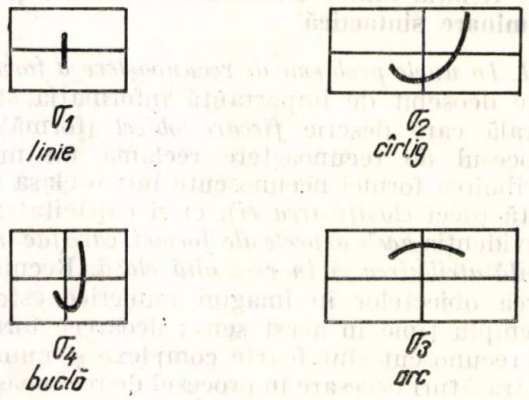


Fig. 11

$$\begin{aligned}
\sigma_1 &= [(1,0), \quad (0,0), +], \\
\sigma_2 &= [(1,1), \quad (0,0), +], \\
\sigma_3 &= [(0,0), \quad (0,1), +], \\
\sigma_1 &= [(1,\varepsilon), \quad (0,0), +], \quad 0 < \varepsilon < 1.
\end{aligned} \qquad (19)$$

Ele pot fi schimbate prin reflectarea faţă de axa verticală sau orizontală, precum şi prin schimbarea semnului (din cele 28 posibile, numai 9 sînt de interes pentru scrierea noastră).

2.2. Operaţiile de compoziţie constituie limbajul (gramatica) de descriere a formelor, care se construieşte, în marea majoritate a cazurilor, exclusiv pe *experienţa* prealabilă a proiectantului şi pe condiţiile concrete ale problemei. După extragerea trăsăturilor sintactice, forma este înlocuită printr-o mulţime de trăsături, legate prin operaţii de compoziţie. Spre exemplu, pentru trăsăturile prezentate mai sus, operaţiile de compoziţie sînt operaţii de succesiune, care realizează conexiunile între trăsăturile fiecărei litere.

De regulă, diferitele relaţii şi operaţii de compoziţie se exprimă în termenii unor operaţii logice şi (sau) matematice. Alegînd tot *„alăturarea"* (simbol +) drept singura operaţie de compoziţie, care operează cu trăsături sintactice reprezentînd patru distanţe orientate, dreptunghiul se va reprezenta prin secvenţa a + a + + b + c + c + d (fig. 12).

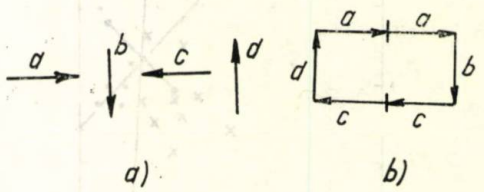


Fig. 12

Decizia dacă reprezentarea este corectă sau incorectă, adică dacă forma aparţine sau nu clasei de forme descrisă de limbajul (gramatica) stabilit, este luată de *analizorul sintactic.* Acesta generează o descriere sintactică completă a formei analizate şi o recunoaşte, în cazul în care verifică sintaxa prestabilită, respectiv o reanalizează, pe baza altor sintaxe, care descriu alte clase posibile de forme.

3. Dihotomia netă între tehnicile de discriminare statistice şi cele sintactice în recunoaşterea formelor este riscantă. Într-adevăr, ambele metode recurg la procedee de *anteprelucrare* asemănătoare, a căror natură este determinată, în primul rînd, de calitatea imaginilor (formelor) de recunoscut, de caracteristicile perturbaţiilor care le-au afectat în procesul de înregistrare. Problema extragerii, ordonării şi selecţionării trăsăturilor necesare procedurilor statistice este foarte asemănătoare (dacă nu identică) în esenţa problemei extragerii trăsăturilor sintactice. Deosebirea constă în aceea că trăsăturile statistice intră în etapa de decizie sub formă *numerică*, pe cînd trăsăturile sintactice, ca elemente constitutive ale formelor, se asamblează, în procesul de decizie, în *limbaje* prestabilite.

3.1. Deopotrivă de frecvente sînt extragerile de trăsături sintactice şi statistice din *conturul* şi *scheletul formelor.*

Însăşi trăsătura definită anterior prin *curbura* pe linia finală a conturului caracterelor, folosită într-un clasificator statistic, se pretează tot atît de bine la structurarea unei strategii sintactice de discriminare. Într-adevăr, rezultatele obţinute în optimizarea clasificatorului

statistic îndreptățesc pe deplin desemnarea acestei trăsături în vederea discriminării sintactice a caracterelor scrise A și B. Mai general, *succesiunea de extreme de curbură locale* pe conturul formelor de recunoscut constituie, într-o serie de cazuri concrete, un sistem de trăsături statistice care permite discriminarea formelor.

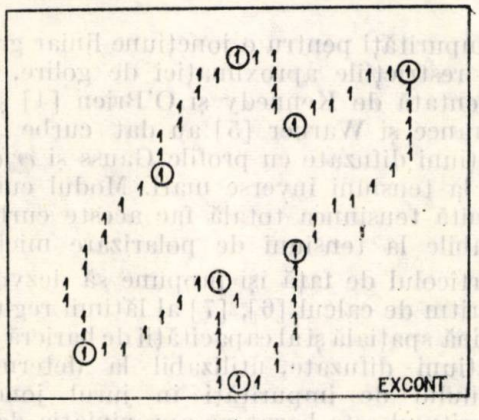
Programul EXCONT extrage extremele locale pe conturul formelor, pornind de la definirea *cosinusului* unghiului format de cele două segmente care unesc un punct i de pe contur cu două puncte egal distanțate (la k pași) față de acesta [5]:

$$\cos \varphi_{ik} = \frac{(x_i - x_{i-k})(x_i - x_{i+k}) + (y_i - y_{i-k})(y_i - y_{i+k})}{\sqrt{[(x_i - x_{i-k})^2 + (y_i - y_{i-k})^2] \cdot [x_i - x_{i+k})^2 + (y_i - y_{i+k})^2}}. \quad (20)$$

Comparînd mărimea cosinusului (20), pentru diferiți k, pe o vecinătate dată V a punctului respectiv, se poate spune că se detectează un *extrem local dacă*:

$$\cos \varphi_{ik} > \cos \varphi_{jk}, \text{ pentru } \forall j \in V = 2\ M. \quad (21)$$

Experimentele efectuate demonstrează posibilitatea optimizării mărimii vecinătății V, pentru o clasă de forme dată și o anumită rezoluție (deci o variație limitată a numărului N de elemente care compun conturul). Astfel, la o formă cromozomială, optimul se găsește pentru o vecinătate de $N/10$ elemente, detectîndu-se practic cele opt extreme locale care caracterizează conturul cromozomului X (fig. 13).



a)

$N = 66$
$M = 6$

Puncte de curbură extremă	Valoarea cos
1	0.3328
9	—0.7071
20	0.5547
17	—0.6247
34	0.8575
43	—0.7071
55	0.5882
61	—0.3881

(b)

Fig. 13

După detectarea punctelor de curbură maximă, reținînd semnul consinușilor corespunzători, din compararea succesiunii extremelor detectate se poate realiza discriminarea unor caractere scrise, a unor forme biologice etc.

3.2. Din informația pe care o oferă „lanțurile" descriind contururile sau scheletele formelor se pot extrage atît trăsături *statistice* (*programele CARSIM* [6] calculează: aria, perimetrul, coordonatele centrului de greutate al imaginii obiectului, diferite lungimi de arce, curburi, coordonatele punctelor de intersecție), cît și trăsături *sintactice*, utilizînd *gramaticile transformaționale*.

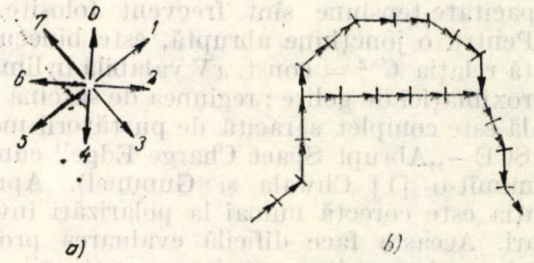
Astfel, dacă se consideră ca trăsături opt distanțe orientate pe direcțiile $k \cdot \frac{\pi}{4}$ ($k = 1,2,..8$), litera A scrisă de mînă are codul:

1100
011223344
3303
22222,

ceea ce se poate rescrie:

DR
BUCC
DR
DR,

indicînd *structura* imaginii literei, adică trei segmente de dreaptă și o buclă cu deschiderea în în jos (fig. 14).



a) *b)*

Fig. 14

4. Importantă pentru relația dintre clasificarea statistică și discriminarea sintactică este compararea *complexității modelelor* și volumului *de informații* specifice celor două metode.

La un *nivel inferior* (în termenii structurii ierarhizate a formelor) sînt de preferat tehnicile statistice. În acest sens, *trăsăturile* necesare oricărui proces de recunoaștere se impune să fie detectate și recunoscute *pe cale statistică*. Apoi, informația structurală de *nivel superior*

se exprimă în termenii acestor trăsături componente. În aceste condiţii, trăsăturile pot fi suficient de complexe, *descrierea sintactică* devenind, *complementar*, deosebit de simplă.

IV. Concluzii

Se prezintă factorii care sînt implicaţi în realizarea şi optimizarea clasificatorului statistic. De asemenea, se evidenţiază specificul recunoaşterii formelor prin metode sintactice. Dînd expresie, în forme diferite, aceloraşi informaţii — care privesc obiectele conţinute în imagini numerice — extragerea trăsăturilor sintactice sînt echivalente. Diferă în mod esenţial mecanismele de luare a deciziei, în varianta statistică, respectiv sintactică. Adoptarea uneia sau alteia din metode (sau îmbinarea lor într-o variantă hibridă) depinde în mod determinant de condiţiile specifice ale problemei de recunoaştere şi de experienţa anterioară a proiectantului sistemului de recunoaştere.

Bibliografie

[1] *Nagy, G.* State of the art in pattern recognition. In: Proc. IEEE, vol. **56**, pag. 836–862, 1968.

[2] *Spătaru, Al.* Teoria transmisiunii informaţiei. Bucureşti Editura tehnică, 1970.

[3] *Genchi, H.* ş.a. Recognition of handwritten numerical characters for automatic letter sorting. În: Proc. IEEE, vol. **56**, pag. 1292–1301, 1968.

[4] *Earnest, L.D.* Machine recognition of cursive writing In: Inf. Processing Proceed. IFIP Congress 1962, pag. 462–466, Amsterdam, 1963.

[5] *Rosenfeld, A.* ş.a. Angle detection on digital curves. În: IEEE Trans. on Computers, pag. 875–877, 1973.

[6] *Vârtosu, M.*, ş.a. Tehnici de recunoaştere automată a caracterelor scrise. Comunicare la sesiunea „Sisteme automate şi informaţionale în industrie", I.P.B., 1977.

Intrat în redacţie la 1. VII. 1977

CZ 621.317.335 :622.362

MĂSURĂTORI CAPACITIVE-TENSIUNE
ALGORITM DE CALCUL
STRUCTURI DE VARACTOR

Determinarea unor parametri ai profilului de impurităţi din măsurători capacitive-tensiune

MINELA CRĂCIUN şi GHEORGHE BREZEANU * — Bucureşti

Introducere

Cunoaşterea cît mai exactă a profilului de impurităţi este o problemă esenţială pentru proiectantul de dispozitive semiconductoare. Determinările de profil pe baza măsurătorilor capacitate-tensiune sînt frecvent folosite.

Pentru o joncţiune abruptă, este binecunoscută relaţia $C^{-2} = \text{const.}\ xV$ valabilă în limitele aproximaţiei de golire : regiunea de sarcină spaţială este complet sărăcită de purtătorii mobili (ASCE — „Abrupt Space Charge Edge" cum au denumit-o [1] Chwala şi Gummel). Aproximaţia este corectă numai la polarizări inverse mari. Aceasta face dificilă evaluarea profilului în regiunea din apropierea joncţiunii, evaluare care presupune polarizări inverse mici şi polarizări directe ale joncţiunii. Analiza profilului pentru joncţiuni abrupte fără aproximaţia ASCE a fost făcută de Gummel şi Scharfetter [2], Chang [3] şi alţii.

Pentru o joncţiune liniară gradată, C^{-3}/V este proporţional cu gradientul de concentraţie în aproximaţia ASCE. Determinarea profilului de impurităţi pentru o joncţiune liniar gradată, fără restricţiile aproximaţiei de golire, a fost prezentată de Kennedy şi O'Brien [4] şi alţii. Laurance şi Warner [5] au dat curbe pentru joncţiuni difuzate cu profile Gauss şi *erfc* valabile la tensiuni inverse mari. Modul cum este definită tensiunea totală fac aceste curbe inaplicabile la tensiuni de polarizare mici.

Articolul de faţă îşi propune să dezvolte un algoritm de calcul [6], [7] al lăţimii regiunii de sarcină spaţială şi al capacităţii de barieră pentru joncţiuni difuzate, utilizabil la determinarea profilului de impurităţi în jurul joncţiunii. Algoritmul este bazat pe aproximaţia de golire (ASCE). Pentru reducerea erorilor introduse de această aproximare se utilizează o expresie nouă pentru potenţialul intern. Aici potenţialul intern este o mărime dependentă de tensiunea aplicată şi are forma :

$$V_b = V_{b0}(V_a) - V_s, \qquad (1.1)$$

unde $V_{b0}(V_a)$ este potenţialul intern determinat în aproximaţia de golire (ASCE) şi V_s este un termen de corelaţie. Algoritmul poate fi utilizat pentru calculul capacităţilor de barieră pentru

* Ing. *Crăciun, M.* lucrează la Intreprinderea de motoare electrice din Bucureşti, iar ing. *Brezeanu Gh.* este asist. la Instit. politehnic — Bucureşti.

orice tensiune aplicată, material semiconductor sau profil de impurități. Algoritmul, permite de asemenea, determinarea dependenței de temperatură a potențialului intern și a capacității joncțiunii la anumite tensiuni aplicate.

Față de calculele numerice exacte [8], [9] ale capacității de barieră, algoritmul prezentat în continuare are avantajul unui timp redus de lucru al calculatorului, cu rezultate foarte apropiate de cele exacte.

Determinarea profilului de impurități la joncțiune presupune calculul capacităților de barieră prin iterații succesive (se modifică parametrii profilului de o formă aleasă) și compararea capacităților calculate cu cele măsurate experimental pentru diverse tensiuni aplicate. Cînd abaterea medie pătratică dintre cele două seturi de valori ale capacității (teoretice și experimentale) este minimă, programul se termină. Parametrii rezultați din ultima iterație sînt parametrii reali ai profilului de impurități.

I. Algoritmul de calcul

Profilul de impurități al unei joncțiuni *pn* este descris de ecuația :

$$N(x, v) = N_D(x) - N_A(x), \tag{2.1}$$

unde :

$N_D(x)$ este concentrația de atomi donori, $N_A(x)$ este concentrația de atomi acceptori, $N(x, v)$ este concentrația netă de impurități, iar v este un vector care descrie parametrii profilului de impurități [6].

A fost conceput un program pentru calculul unor parametri ai profilului la joncțiuni difuzate. Datele inițiale ale programului sînt : a — forma profilului (gradat liniar, Gauss, *erfc* etc.) dictată de condițiile tehnologice de realizare a joncțiunii ; b — valorile inițiale ale parametrilor de profil (valorile inițiale ale componentelor vectorului v), determinate experimental ; c — curbele măsurate ce exprimă variația capacității de barieră cu tensiunea aplicată. Datele rezultate sînt : parametrii reali ai profilului de forma aleasă inițial (componentele finale ale lui v).

În program se compară capacitățile de barieră determinate experimental cu cele calculate pentru aceleași tensiuni aplicate.

Calculul capacității de barieră pe unitate de suprafață se face în limitele aproximației de golire cu formula [7] :

$$\frac{1}{C} = \frac{x_n - x_p}{\varepsilon} - \frac{KT}{q^2}\left[\frac{1}{|N(x_n)|^2}\left.\frac{\mathrm{d}|N(x)|}{\mathrm{d}x}\right|_{x=x_n} - \frac{1}{|N(x_p)|^2}\left.\frac{\mathrm{d}|N(x)|}{\mathrm{d}x}\right|_{x=x_p}\right], \tag{2.2}$$

unde x_n, x_p sînt marginile regiunii de sarcină spațială, iar celelalte mărimi au semnificația obișnuită ; x_n și x_p se determină cu ajutorul sistemului de ecuații [7] :

$$\int_{x_p}^{x_n} N(x)\,\mathrm{d}x = 0,$$

$$V_a = -\frac{q}{\varepsilon}\int_{x_n}^{x_p} x\,N(x)\,\mathrm{d}x - V_b, \tag{2.3}$$

în care :

V_a este tensiunea aplicată, iar V este potențialul intern care are o expresie de forma :

$$V_b(V_a) = \frac{KT}{q}\ln\frac{|N(x_n)|\,|N(x_p)|}{n_i^2} - V_s, \tag{2.4}$$

unde V_s este un termen de corecție care ține seamă că la marginile regiunii de sarcină spațială concentrațiile de purtători majoritari sînt mai mici decît concentrațiile de dopaj $N(x_n)$, respectiv $N(x_p)$.

În determinarea tensiunii de corecție se pleacă de la observația că pentru orice joncțiune realizată prin difuzie profilul în jurul joncțiunii poate fi considerat gradat liniar [1], [8], de forma :

$$N(x) = -ax, \tag{2.5}$$

unde a este gradientul concentrației de impurități.

Cu formulele (2.2), (2.3), (2.5) se deduce expresia capacității de barieră funcție de tensiunea aplicată petru un profil gradat liniar $C_g = C_g(V_a)$ [7].

Se definește tensiunea de intersecție, V_i, ca intersecția tangentei la curba $C_g^{-3} = C_g^{-3}(V_a)$ în punctul $V_a = 0$ cu axa tensiunilor aplicate :

$$V_i = \left.\frac{C_g^{-3}}{\frac{\alpha C_g^{-3}}{\alpha V_a}}\right|_{V_a=0.} \tag{2.6}$$

Tensiunea de corecție V_s se determină din egalarea tensiunii intersecție V_i cu tensiunea de gradient V_g. Tensiunea totală V_g este cu semn schimbat la polarizare zero pentru o joncțiune cu profil gradat liniar, dedusă în condiții generale [1]. Rezultă :

$$V_i(V_s) = V_g, \tag{2.7}$$

dar [1] :

$$V_g = \frac{2}{3}\,\frac{KT}{q}\ln\frac{a^2\varepsilon KT}{8q^2\,\eta_i^3}.$$

Din (2.6) și (2.7) rezultă :

$$V_s = \frac{2}{3}\,\frac{KT}{q}\left[\ln\left(12\,\frac{V_g}{\frac{KT}{q}} + 32\right) - 4\right]. \quad (2.8)$$

Tensiunea de corecție este, deci, dependentă de panta profilului și independentă de tensiunea aplicată.

Compararea capacităților de barieră calculate cu cele măsurate se face prin calculul funcției abaterea medie pătratică. Se calculează mai întîi capacitățile de barieră pentru diferite tensiuni aplicate folosind parametrii profilului deduși experimental (componentele inițiale ale vectorului v). Se compară capacitățile calculate cu cele măsurate pentru aceleași tensiuni aplicate. Dacă abaterea medie pătratică între cele două seturi de capacități este mai mare decît o valoare impusă, procesul continuă iterativ : componentele vectorului v se corectează (cu un pas variabil impus prin program) și apoi se recalculează capacitățile de barieră. Procesul se încheie cînd se determină un $v = v_m$ ale cărui componente asigură o abatere medie pătratică mai mică decît limita impusă între capacitățile calculate și cele măsurate.

Algoritmul de minimizare a funcției abaterea medie pătratică utilizează metoda gradientului, cunoscută în literatură și sub denumirea de metoda Fletcher-Powell. Folosirea metodei gradientului are și următorul avantaj : compararea curbelor $C = C(V_a)$ calculate și respectiv deduse experimental presupune, de fapt, compararea formei acestor curbe, care nu depinde de un factor constant. În acest fel imprecizia în determinarea experimentală a ariei joncțiunii (aria necesară în calculul capacității de barieră) nu mai constituie o sursă suplimentară de erori în determinarea profilului.

II. Aplicații ale algoritmului

Pentru exemplificare, algoritmul prezentat este utilizat la determinarea profilului de impurități în regiunea joncțiunii pentru o structură de varactor. Profilul se consideră de tip exponențial :

$$N(x, v) = N_0\left[\exp\left(-\frac{x}{l}\right) - 1\right]. \quad (3.1)$$

Componentele vectorului v sînt N_0 și l :

$$V = V(N_0, l), \quad (3,2)$$

cu valorile inițiale : $N_0 = 6.\,10^{17}\,\mathrm{cm}^{-3}$, $l = 12\ \mu\mathrm{m}$.

Curbele experimentale $C = C(V_a)$ sau determinat pe structuri încapsulate cu un C_{tc} — metru, SESCOSEM. S-au efectuat măsurători pentru 20 de tensiuni aplicate (10 valori între 0 și 1 V și respectiv 10 valori între 1 V și 10 V). Repetarea măsurătorilor pe aceeași structură sau pe structuri diferite din același lot nu a arătat deosebiri. Capacitățile parazite ale monturii au fost eliminate prin modul cum s-a efectuat măsurătoarea, iar capacitatea capsulei (circa 0,1 pF) a fost de fiecare dată scăzută din valoarea măsurată.

Cu forma profilului dată de (3.1) și utilizînd formulele (2.1) — (2.4) și (2.8) s-au calculat capacitățile de barieră pentru aceleași tensiuni aplicate pentru care s-au făcut măsurători.

Setul de capacități măsurate s-a comparat cu setul de capacități calculate prin determinarea funcției abaterea medie pătratică. După două iterații (fiecare iterație presupune calculul capacităților de barieră cu alte valori ale componentelor vectorului v), care au necesitat 90 secunde pe FELIX 256, convergența dintre cele două seturi de capacități a fost obținută pentru $N_0 = 1{,}41\ .\ 10^{18}\ \mathrm{cm}^{-3}$; $l = 62{,}6\ \mu\mathrm{m}$.

În apropierea joncțiunii profilului poate fi considerat gradat liniar. Gradientul concentrației de impurități, a este :

$$a = \left.\frac{\mathrm{d}N(x)}{\mathrm{d}x}\right|_{x=0} = \frac{N_0}{l} : \quad a = 2{,}26.10^{20}\,\mathrm{cm}^{-4}. \quad (3.3)$$

Pentru această valoare tensiunea de corecție, V_s este :

$$V_s = 1{,}266\,\frac{KT}{q}. \quad (3.4)$$

Această mărime a termenului de corecție este în concordanță cu datele prezentate în [3] de Y. F. CHANG, care arată că pentru un profil gradat termenul de corecție a potențialului intern poate varia între $0{,}8\,\frac{KT}{q}$ și $2\,\frac{KT}{q}$.

III. Concluzii

În lucrare se prezintă un algoritm pentru determinarea profilului de impurități pentru orice joncțiune difuzată. Cu același procedeu se pot obține și alte lucruri interesante [11] : dependența de temperatură a capacității de barieră, a lățimii regiunii de sarcină spațială, a potențialului intern sau tensiunea de străpungere a joncțiunii.

Bibliografie

[1] *Chawla, B. R., Gummel, H. K.* Transition region capacitance of diffused pn junctions. În : IEEE Trans. on El. Dev. *ED*—**18**, 1971, p. 178—195.

[2] *Gummel, H. K., Scharfetter, D. L.* Depletion layer capacitance of p + n step junctions. In : J. Appl. Phys., **38**, 1968, p. 2148—2153.

[3] *Chang, Y. F.* The capacitance of p-n junctions. În : Solid-State Electron, **10**, 1967, p. 281—287.

[4] *Kennedy, D. P., O'Brien, R. R.* On the mathematical theory of the linearly graded p-n junction. În: IBM J. Res. Develop, 1967, p. 252—270.
[5] *Lawrance, H., Warner, R. M.* Diffused junction depletion layer calculations. In: Bell Syst. Techn. J., **39**, 1960, p. 384—404.
[6] *De Man, H. J. J.* A fast algoritm for the calculation of junction capacitance and its application for impurity profile determination. In: Solid-State Electron: **15**, 1972, p. 177—187.
[7] *Kuzmics, W., Swit, A.* The built in voltage and space-charge layer capacitance of p-n junctions. În: Solid-State Electron, **17**, 1974, p. 457—463.
[8] *Nuyts, W.* and *van Overstraten, R. J.* Numerical calculations of the capacitance of the linearly graded Si p-n junctions. În: Electron. Lett., **5**, 1969, p. 54—55.
[9] *Gummel, H. K.* A self consistent iterative schema for one dimensional steady state transistor calculations. În: IEEE Trans. on El. Dev., ED—**11**, 1964 p. 465—465.
[10] *Van Opdorp, C.* Evaluation of doping profiles from capacitance measurements. În: Solid-State Electron, **11**, 1968, p. 397—406.
[11] *Crăciun, M.* Proiect de diplomă, Inst. politehnic-București, 1975.

Intrat în redacție la 15. II. 1977

CZ 621.3.018.14:622.362

Q- METRU NUMERIC
FACTOR DE CALITATE
CRISTALE DE CUARȚ

Q-metru numeric pentru cuarțuri

IULIU PĂCURARU și GAVRIL TODEREAN * — Cluj-Napoca

Introducere

Din punct de vedere electric un cristal de cuarț este echivalent cu un circuit oscilant care are o frecvență de rezonanță serie și o frecvență de rezonanță paralel [1]. Dacă un astfel de circuit este excitat pe frecvența de rezonanță serie și apoi este lăsat să oscileze liber se va obține o oscilație amortizată (fig. 1).

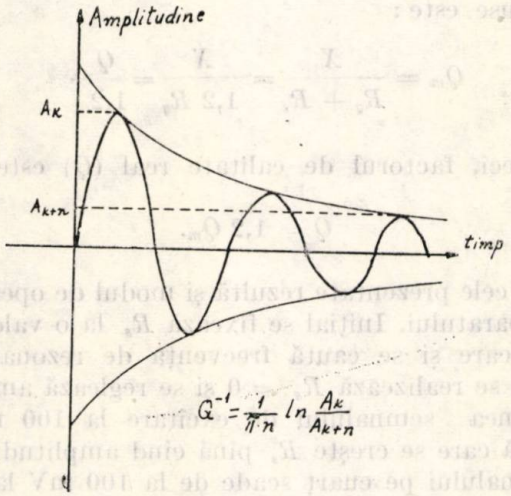


Fig. 1. Amortizarea oscilațiilor.

Numărînd oscilațiile amortizate între două praguri de tensiune, se poate determina factorul de calitate al circuitului [2], cu relația:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{\pi \cdot n} \ln \frac{A_k}{A_{k+n}}, \qquad (1)$$

unde:

Q este factorul de calitate al circuitului;
A_k — amplitudinea de oscilație corespunzătoare pragului superior de discriminare;
A_{k+n} — amplitudinea corespunzătoare pragului inferior de discriminare;
n — numărul de oscilații între două praguri.

Pe baza principiului arătat mai sus, a fost realizat aparatul Q-metrul numeric care va fi prezentat în cele ce urmează.

1. Descrierea aparatului

Principiul de măsură și părțile componente ale aparatului sînt prezentate în schema-bloc din figura 2.

Prin baleierea manuală a frecvenței oscilatorului *i*, momentul cînd această frecvență este egală cu frecvența de rezonanță serie a cuarțului este pus în evidență de indicația minimă a instrumentului *16*. Deoarece oscilatorul de excitare trebuie să fie cu frecvența foarte stabilă (10^{-5}) (cuarțul avînd Q mare), pentru încercări s-a utilizat un sintetizator de frecvență sau un oscilator pilotat cu cuarț, a cărui frecvență se putea varia în jurul frecvenței de rezonanță serie a cuarțului de măsurat.

La rezonanță serie, impedanța cuarțului este minimă și datorită acestui fapt semnalul pe cuarț (punctul *A*) este minim (cu condițiile $R_s \neq 0$, amplitudinea de excitare fiind constantă).

După găsirea punctului de rezonanță se dă comanda de măsură (K_1 figura 3, în poziția *1*), în urma căreia comutatorul electronic (tranzis-

* Ing. *Păcuraru, I.* și ing. *Toderean, G.* lucrează la Institutul de tehnologie izotopică și moleculară din Cluj-Napoca.

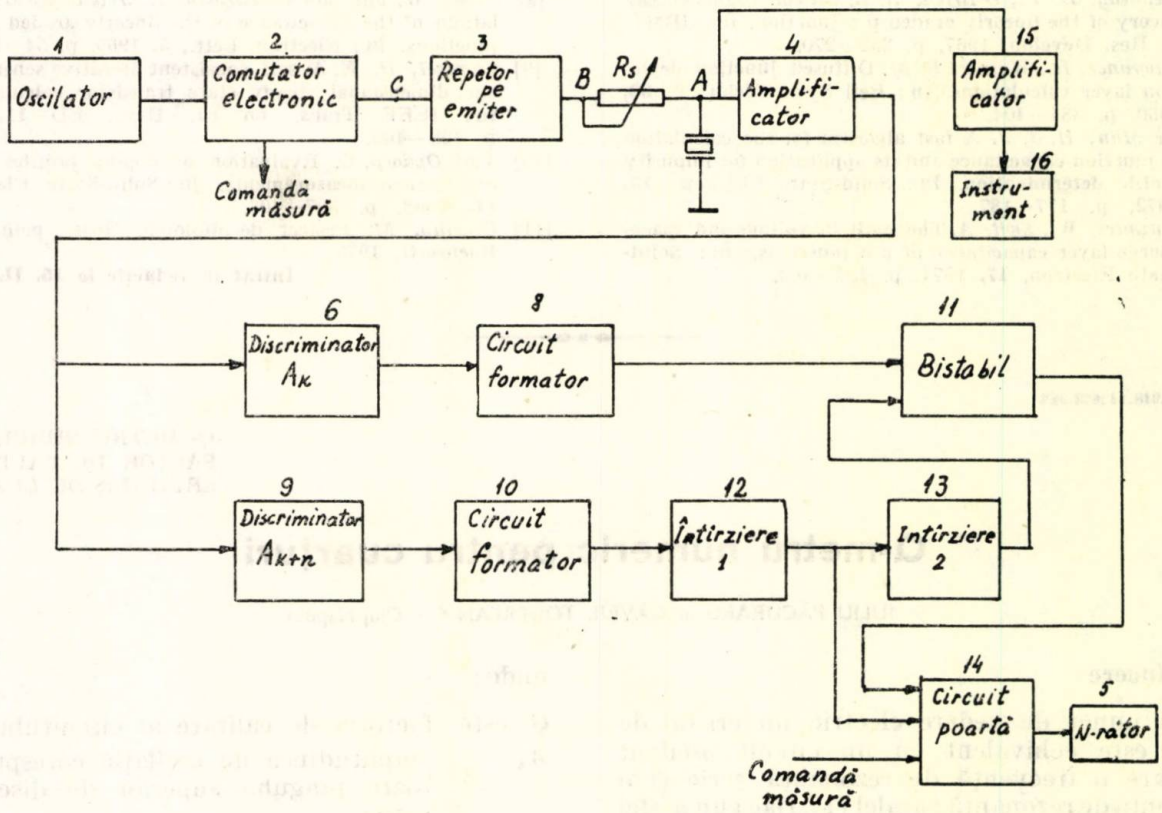


Fig. 2. Schema-bloc a aparatului.

torii T_{21} și T_{22}) este comutat de semnalul rezultat de la trigherul Schmitt format din tranzistorii T_{11}, T_{12}, T_{13} (fig. 3).

Prin această comutare se întrerupe excitarea cuarțului de la oscialator (T_{21} se blochează avînd rezistența circa 10^{10} ohmi) și cuarțul oscilează liber pe circuitul format din rezistența R_s și rezistența de ieșire a repetorului pe emiter format din tranzistorii T_{23} și T_{24}. Deoarece intrarea repetorului pe emiter este pusă la masă prin rezistența în conducție a tranzistorului T_{22}, rezultă că rezistența de ieșire a repetorului poate fi neglijată și pentru circuitul oscilant se obține schema echivalentă din figura 4.

Întrucît $R_s \neq 0$, la măsurarea factorului de calitate apare o eroare sistematică; această eroare poate fi corectată. Impunînd amplitudinea semnalului de excitare a cuarțului:

$$V_i = 100 \text{ mV pentru } R_s = 0$$

și:

$$R_q = 5R_s, \tag{2}$$

unde R_q este rezistența cuarțului la rezonanță, pentru tensiunea din punctul A, rezultă expresia:

$$V_A = \frac{R_q}{R_q + R_s} V_i = \frac{5}{6} V_i = 83 \text{ mV}. \tag{3}$$

Factorul de calitate măsurat (Q_m) în condițiile impuse este:

$$Q_m = \frac{X}{R_q + R_s} = \frac{X}{1{,}2\, R_q} = \frac{Q}{1{,}2}. \tag{4}$$

Deci, factorul de calitate real (Q) este:

$$Q = 1{,}2\, Q_m. \tag{5}$$

Din cele prezentate rezultă și modul de operare a aparatului. Inițial se fixează R_s la o valoare oarecare și se caută frecvența de rezonanță, apoi se realizează $R_s = 0$ și se reglează amplitudinea semnalului de excitare la 100 mV, după care se crește R_s pînă cînd amplitudinea semnalului pe cuarț scade de la 100 mV la 83 de mV, moment în care se poate da comanda de măsură.

Semnalul rezultat pe cuarț (în punctul A) este amplificat de către amplificatorul din figura 5, iar după ce trece prin repetoarele pe emiter T_3, respectiv T_4, ajunge la cele două discriminatoare de prag (fig. 6).

Semnalele care rezultă după discriminatoare sînt formate cu ajutorul bistabilelor B_1 și B_2 (fig. 6), după care sînt prelucrate în schema logică.

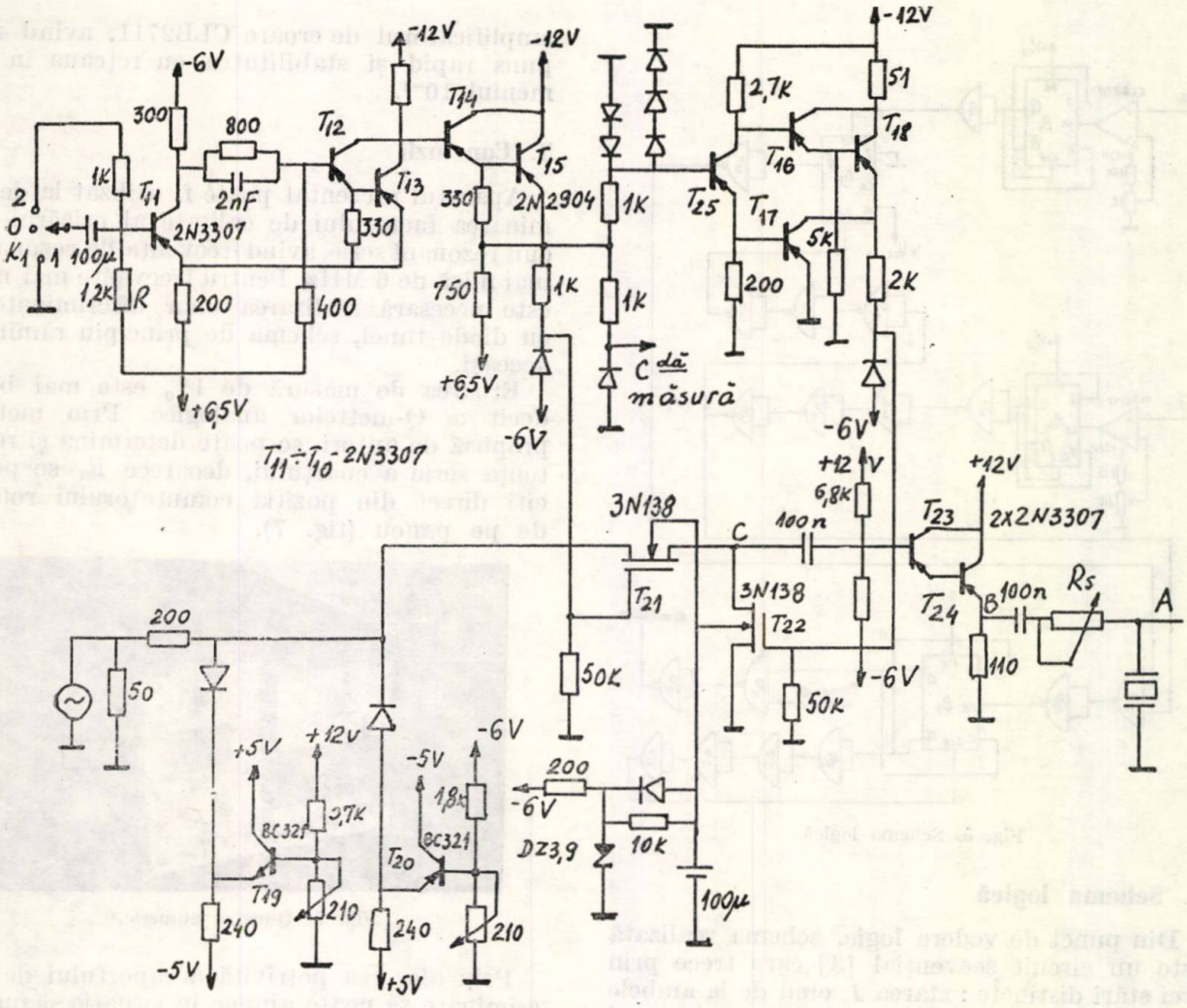


Fig. 3. Comutatorul electronic.

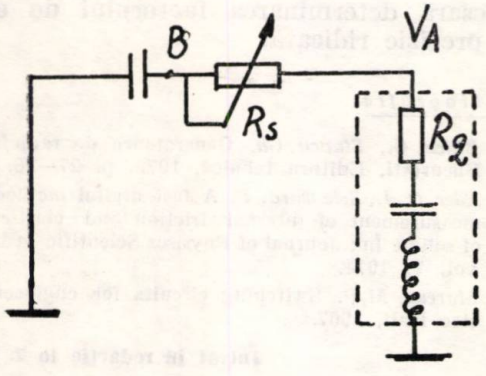


Fig. 4. Schema echivalentă a circuitului oscilant.

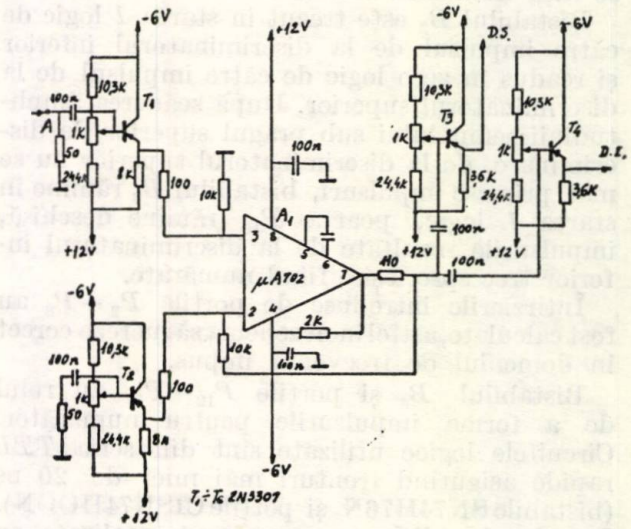


Fig. 5. Amplificatorul.

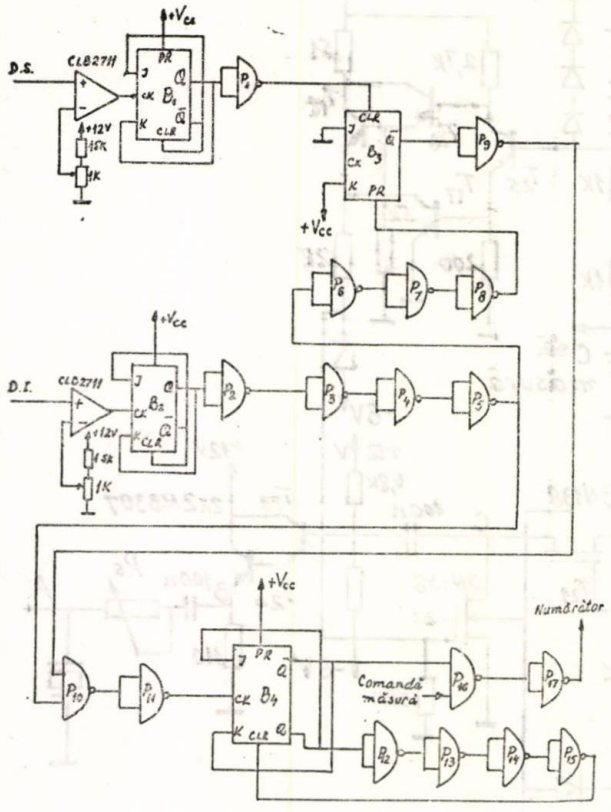


Fig. 6. Schema logică.

2. Schema logică

Din punct de vedere logic, schema realizată este un circuit secvenţial [3] care trece prin trei stări distincte : starea *1*, cînd de la ambele discriminatoare se obţin impulsuri ; starea *2* cînd numai de la discriminatorul inferior se obţin impulsuri şi starea *3* cînd nu se obţin impulsuri de la nici unul din discriminatoare. Trecerea impulsurilor spre numărător trebuie să se facă numai în starea *2*.

Bistabilul B_3 este trecut în starea *1* logic de către impulsul de la discriminatorul inferior şi readus în zero logic de către impulsul de la discriminatorul superior. După scăderea amplitudinii semnalului sub pragul superior de discriminare, de la discriminatorul superior nu se mai primesc impulsuri, bistabilul B_3 rămîne în starea *1* logic, poarta P_{10} rămîne deschisă, impulsurile rezultate de la discriminatorul inferior trec spre ieşire fiind numărate.

Întîrzierile introduse de porţile $P_2 - P_8$ au fost calculate, astfel încît schema să lucreze corect în domeniul de frecvenţă impus.

Bistabilul B_4 şi porţile $P_{12} - P_{15}$ au rolul de a forma impulsurile pentru numărător. Circuitele logice utilizate sînt din seria *TTL* rapide asigurînd fronturi mai mici de 20 ns (bistabile SN74H76N şi porţile CISN74HOON). Sursele de alimentare, au fost realizate cu amplificatorul de eroare CLB2711, avînd răspuns rapid şi stabilitatea cu reţeaua în domeniul 10^{-4}.

3. Concluzii

Aparatul prezentat poate fi utilizat la determinarea factorului de calitate al oricărui circuit rezonant serie, avînd frecvenţa de rezonanţă mai mică de 6 MHz. Pentru frecvenţe mai mari este necesară realizarea unor discriminatoare cu diode tunel, schema de principiu rămînînd aceeaşi.

Eroarea de măsură de 1% este mai bună decît a Q-metrelor analogice. Prin metoda propusă de autori, se poate determina şi rezistenţa serie a cuarţului, deoarece R_s se poate citi direct din poziţia comutatorului rotativ de pe panou (fig. 7).

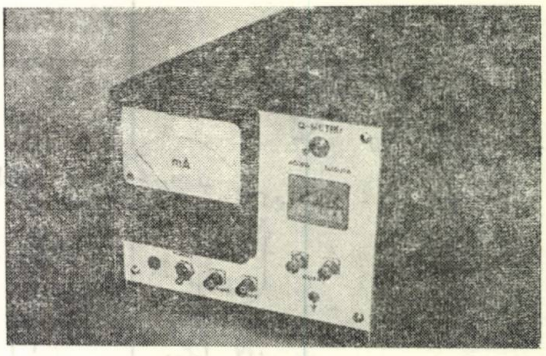


Fig. 7. Q-metru numeric.

Prin alegerea potrivită a raportului de discriminare se poate ajunge în situaţia să nu mai fie necesară corecţia factorului de calitate măsurat, numărul de impulsuri, dintre cele două praguri de discriminare (n) să fie chiar Q.

Un neajuns al aparatului este că necesită un oscilator pentru excitarea circuitului rezonant, oscilator care pentru Q mare (zeci de mii) trebuie să fie foarte stabil în frecvenţă.

Aparatul poate fi utilizat în fizică la studierea fenomenelor care au loc în pelicule depuse pe cuarţ, în electronică, în telecomunicaţii, în radiotehnică şi în alte domenii în care este necesară determinarea factorului de calitate cu precizie ridicată.

Bibliografie

[1] *Băjeu, G., Stancu, Gh.* Generatoare de radiofrecvenţă. Bucureşti, Editura tehnică, 1972, p. 27—28.

[2] *Eder, O. J., Schawara, R.* A fast digital method for the measurement of internal friction and elastic modulii of solids. În : Journal of Physiscs Scientific Instruments, vol. 7, 1974.

[3] *Marcus, M.P.* Switching circuits for engineers. Prentice Hall, 1967.

Intrat în redacţie la 7. IX. 1976

CZ 621.313.045.048

MAŞINI ELECTRICE
DESCĂRCĂRI ELECTRICE
METODE DE TRANSFORMARE

Aspecte privind îmbătrînirea izolaţiilor maşinilor electrice de puteri mari

NOŢINGHER PETRU * — Bucureşti

Introducere

Realizarea generatoarelor electrice de puteri mari şi tensiuni înalte a pus problema înlocuirii sistemelor de izolaţie clasice (bazate, în general, pe micafolii sau micabenzi cu suport de hîrtie şi liant bituminos sau şelac) cu sisteme de izolaţie modernă, care să prezinte rigiditate dielectrică şi temperaturi de funcţionare ridicate, omogenitate şi rezistenţă mare la umiditate, praf şi agenţi chimici, elasticitate suficientă şi coeficient de dilataţie liniară cît mai apropiat de cel al cuprului etc. Aceste izolaţii sînt, în general, discontinue şi se realizează cu micabenzi din hîrtie de mică cu suport din ţesătură de sticlă şi liant pe bază de răşini siliconice sau epoxidice modificate [1], [2], [3]. Tot cu răşini epoxidice sau siliconice se realizează şi chiturile de umplere a golurilor din transpoziţii, chiturile de etanşare sau izolare a conexiunilor etc.

Introducerea noilor tipuri de scheme de izolaţie a determinat şi efectuarea unor studii privind comportarea răşinilor utilizate, atît la acţiunea solicitărilor electrice, termice şi mecanice, cît şi la acţiunea distructivă a descărcărilor electrice parţiale sau arborescente.

În acest sens s-au efectuat experienţe pe răşini epoxidice luate ca atare sau pe sisteme de izolaţie, constatîndu-se că, dacă din punct de vedere termomecanic mostrele încercate prezintă caracteristici remarcabile, apoi în cazul apariţiei descărcărilor electrice se produce un evident proces de îmbătrînire [4].

Descărcările electrice parţiale se produc în cavităţile (golurile) existente în izolant sau la contactul izolant — conductor, în cazul în care intensitatea cîmpului electric din aceste regiuni depăşeşte o valoare limită (ce depinde de natura şi presiunea gazului din cavitate etc.) şi determină o descompunere chimică a izolantului, erodarea pereţilor cavităţii etc. [5], [6], [7].

Apariţia descărcărilor electrice arborescente este legată atît de existenţa unor cavităţi, cît şi a unor impurităţi conductoare în izolanţi. În aceste zone, unde se produc concentraţii, mari de cîmp electric, se dezvoltă, în timp, reţele de canale foarte fine, numite arborescente, care modifică caracteristicile izolantului, contribuind la îmbătrînirea mai rapidă sau chiar la străpungerea acestuia [3], [4], [5], [6].

Experienţele efectuate cu electrozi ac-plan sau ac-cilindru (electrodul ac modelînd, de obicei, o impuritate conductoare) au arătat că descărcările electrice încep să devină nocive pentru valori ale cîmpului electric superior celei de 3 kV/mm. Se pune, deci, problema cunoaşterii repartiţiei reale a intensităţii cîmpului electric, a eventualelor regiuni în care acesta ar putea atinge valori suficient de mari pentru a iniţia procesele amintite.

Înfăşurările maşinilor electrice de puteri mari fiind confecţionate din bare de secţiune dreptunghiulară, solicitările cele mai intense ale izolaţiei se află în zonele de rotunjire ale conductoarelor constituente. Pentru calcularea acestor solicitări se asimilează secţiunea izolaţiei în cauză cu interiorul poligonului $A_1A_2A_3A_4A_5A_1$ (fig. 1), în care linia de contur $A_2A_3A_4$ corespunde miezului feromagnetic statoric şi este considerată de potenţial $V = 0$, iar $A_4A_5A_1A_2$ corespunde unei porţiuni de bară care conţine zona cu cîmpul electric cel mai intens şi are potenţialul $V = V_0$.

Ţinînd seamă că faţă de înălţimea sau lăţimea barei statorice, raza de racordare a conductorului r_0 are valori foarte mici, eroarea comisă prin considerarea punctelor A_2 şi A_4 la infinit este şi ea foarte mică.

1. Calculul potenţialului şi cîmpului electric

Metoda transformării conforme. Utilizarea metodei transformării conforme implică aflarea unei funcţii $z = f(\zeta)$ care să transforme semiplanul $I_m(\zeta) \geqslant 0$ (fig. 2) în interiorul conturului poligonal $A_1A_2A_3A_4A_5A_1$ din planul (Z) (fig. 1).

Pentru calculul funcţiei $f(\zeta)$ s-au încercat trei metode : metoda aproximării arcului A_5A_1 (de rază r_0) prin segmente de dreaptă, metoda injecţiilor de sarcină şi metoda rotunjirii colţurilor.

Toate cele trei metode prezintă dificultăţi mari de calcul în ceea ce priveşte determinarea

* Ing. *Noţingher, P.* este şef de lucrări la Inst. politehnic Bucureşti.

coordonatelor punctului curent din planul (Z) corespunzător punctului omolog din planul (ζ). În afară de aceasta, primele două metode mai prezintă și alte dezavantaje :

a. Aproximînd arcul A_5A_1 cu segmente de dreaptă, eroarea de aproximare scade cu creșterea numărului de segmente. Cum însă punctele corespunzătoare vîrfurilor poligonului obținut se elimină în procesul de calcul, iar valorile maxime

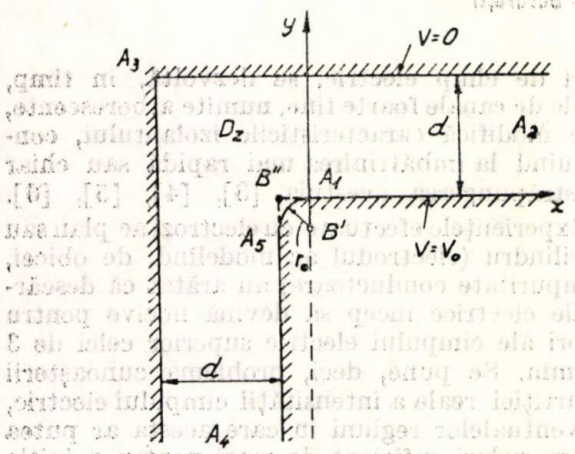


Fig. 1. Modelul geometric al ansamblului bară-izolație-miez feromagnetic.

pentru cîmpul electric se obțin tocmai pe suprafața care conține aceste vîrfuri numărul de segmente nu poate fi făcut prea mare.

b. Înlocuirea conturului rotunjit $A_1A_2A_3A_4A_5A_1$ cu un contur cu colț în A_1 și utilizarea — pentru eliminarea influenței colțului — a unor injecții de sarcină, pot conduce la obținerea unei distribuții a potențialului apropiată de cea

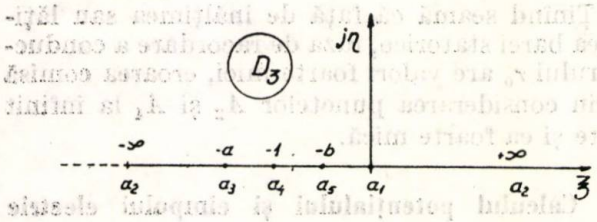


Fig. 2. Semiplanul $I_m(\zeta)\geq 0$ care se transformă conform în D_z.

reală doar în cazul utilizării unui număr mare de puncte. Apar însă și acum dificultăți deoarece, pe de o parte, aceste puncte se exclud în calculul cîmpului electric, iar pe de altă parte, ele determină perturbații în repartiția cîmpului și a potențialului în zonele vecine.

În cele ce urmează sînt expuse rezultatele obținute prin metoda rotunjirii colțurilor [12], [13], prezentarea mai detaliată a metodei putîndu-se urmări în anexă.

Funcția $f(\zeta)$ are expresia :

$$z = f(\zeta) = C\left\{\ln\frac{\sqrt{\zeta+a}+\sqrt{\zeta}}{\sqrt{\zeta+a}-\sqrt{\zeta}} - \frac{2}{\sqrt{a-1}}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{(a-1)\zeta}{\zeta+a}} + c\left[\ln\frac{\sqrt{\zeta+a}+\sqrt{\zeta+b}}{\sqrt{\zeta+a}-\sqrt{\zeta+b}} - 2\sqrt{\frac{1-b}{a-1}}\operatorname{arctg}\left(\sqrt{\frac{a-1}{1-b}}\sqrt{\frac{\zeta+b}{\zeta+a}}\right) + 2\sqrt{\frac{1-b}{a-1}}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{b(a-1)}{a(1-b)}} - \ln\frac{\sqrt{a}+\sqrt{b}}{\sqrt{a}-\sqrt{b}}\right]\right\}, \quad (1)$$

în care a, b, c, C sînt constante, ale căror valori depind de grosimea d a stratului de izolație (dintre conductorul marginal și crestătură) și de raza de rotunjire r_0 a conductoarelor din care este constituită înfășurarea (fig. 1).

Determinarea valorilor numerice ale constantelor a, b, c, C impune rezolvarea unor ecuații transcendente, procedura de calcul putînd fi urmărită în anexă.

Efectuînd transformarea :

$$\zeta_1 = \zeta + 1 = \rho e^{j\theta}, \quad (2)$$

semiplanul $I_m(\zeta)\geq 0$ (fig. 2) se transformă în semiplanul $I_m(\zeta)\geq 0$ (fig. 3), în care este cunoscută expresia potențialului complex V_c :

$$V_c = -\frac{V_0}{\pi}\ln\zeta_1 \quad (3)$$

Deoarece deducerea unei relații analitice $\zeta = g(z)$ este, practic, foarte dificilă se calculează cîmpul electric în planul (ζ) ;

$$E_c = \left[j\frac{dV_c}{dz}\right]^* = -j\frac{(dV_c/d\zeta_1)^*}{(dz/d\zeta_1)^*}, \quad (4)$$

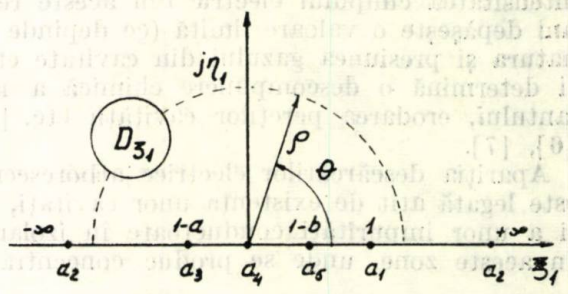


Fig. 3. Referitoare la calculul potențialului și cîmpului electric.

obținîndu-se, în final, expresia :

$$E_c = j\frac{V_0}{\pi C}\left(\frac{\sqrt{\zeta+a}}{\sqrt{\zeta}+c\sqrt{\zeta+b}}\right)^* . \quad (5)$$

Evident, cîmpul electric are intensitatea maximă pe suprafața de potențial V_0 (caracterizată prin $\eta=0$ și $-\xi > -1$) :

$$E(\xi) = \frac{V_0}{\pi C}\frac{\sqrt{\xi+a}}{\sqrt{\xi}+c\sqrt{\xi+b}} . \quad (6)$$

Valoarea maximă a acestuia este dată de relația :

$$E_{max} = \frac{V_0}{\pi C}\frac{\sqrt{a^2b+ac^2(a-b)-a^3}}{a\sqrt{b}+c^2\sqrt{b(a-b)}} \quad (7)$$

și se obține în punctul de coordonate $\xi=\xi_{max}$ și $\eta = 0$,

unde :

$$\xi_{max} = \frac{a^2b}{c^2(a-b)^2-a^2} . \quad (8)$$

În punctul de racordare $A_1(0,0)$, adică punctul pentru care $z = 0$, valoarea cîmpului electric este dată de relația :

$$E_{max} = E(0,0) = \frac{V_0}{c\pi C}\sqrt{\frac{a}{b}} . \quad (9)$$

Cum C și c nu variază prea mult cu raza de curbură a conductorului, dar a crește și b scade sensibil cînd r_0 scade, cîmpul electric ia valori foarte mari în cazul utilizării unor conductoare cu raze de curbură mici.

Calculul numeric al potențialului și cîmpului electric s-a efectuat (pe un calculator FELIX 256) în mai multe variante, considerînd valori ale razelor de curbură cuprinse între 0,05 mm și 0,80 mm, grosimi ale izolației cuprinse între 3 mm și 8 mm și valori ale potențialului V_0 cuprinse între 6 și 24 kV.

O parte din rezultatele obținute pot fi urmărite în figurile 4, 5, 6 și 7.

Metoda elementelor finite. Metoda elementelor finite permite determinarea valorilor potențialului electric în diferite puncte ale domeniului D_z liniar, omogen și izotrop (fig. 1), cu condițiile pe frontiere cunoscute ($V = 0$ și $V = V_0$), prin minimizarea funcționalei $F(V)$:

$$F(V) = \int_{D_z} \varepsilon\,(\text{grad } V)^2\,dv - 2\int_{D_z} g\,V\,dv. \quad (10)$$

În relația (10) funcția g este identic nulă, deoarece se consideră regimul electrostatic al cîmpului, iar D_z nu conține surse de sarcină electrică [15].

În vederea aplicării acestei metode, domeniul D_z a fost acoperit cu o rețea de triunghiuri — mai deasă în zona de racordare A_1 A_5 și mai rară în apropierea punctelor A_2 și A_4, iar în cadrul fiecărui triunghi s-a presupus o variație a potențialului V de forma :

$$V(x,y) = a_1 + a_2x + a_3y. \quad (11)$$

Cunoscîndu-se repartiția potențialului $V(P)$, s-au calculat valorile cîmpului electric $E(P)$:

$$\bar{E}(P) = -\text{grad } V(P), \quad (12)$$

în puncte ale căror coordonate (x, y) au fost stabilite anterior, prin metoda transformării conforme. Rezolvarea sistemului de ecuații obținute prin minimizarea funcționalei $F(V)$, precum și calculul cîmpului electric, s-au efectuat pe un calculator IBM 1130, unele rezultate putînd fi urmărite în figurile 4 și 5.

2. Rezultate. Concluzii.

a. Între rezultatele obținute prin metoda transformării conforme și cea a elementelor finite apar diferențe care ajung pînă la 6%, dar care se micșorează tot mai mult (sub 1%) în zonele de cîmp uniform (fig. 4 și 5). Acestea se

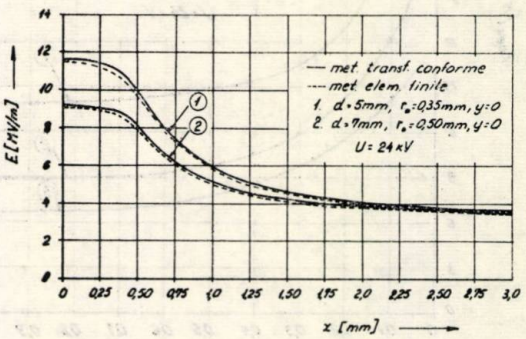


Fig. 4. Variații ale cîmpului electric (la suprafața barei) în funcție de distanța față de zona de rotunjire.

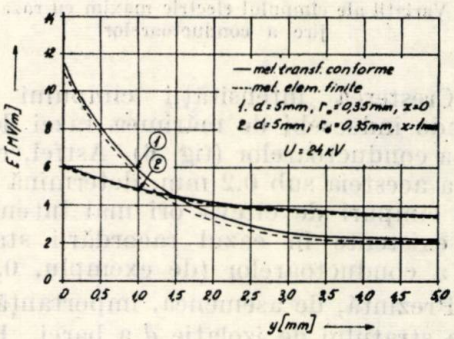


Fig. 5. Variații ale cîmpului electric în interiorul izolației barei.

datorează atît aproximărilor introduse în determinarea constantelor a, b, c, și C, cît și erorilor de metodă introduse în metoda elementelor finite, ca urmare a utilizării unui număr finit de triunghiuri.

b. Se constată creșteri considerabile ale intensității cîmpului electric în zona de rotunjire A_5A_1 față de restul domeniului D_z. De exemplu, în cazul unei bare statorice formate din conductoare racordate la 0,5 mm, avînd grosimea izolației de 7 mm și supusă la o tensiune de 24 kV, pe porțiunea dreaptă cîmpul electric are valoarea $E_0 = 3{,}42$ kV/mm, iar în zona de racordare poate ajunge pînă la $E_{max}=8$ kV/mm.

c. Zona în care cîmpul electric ia valori foarte mari are suprafață mică în comparație cu suprafața totală a domeniului D_z; scăderea intensității cîmpului electric spre valorile corespunzătoare cîmpului uniform făcîndu-se foarte rapid (fig. 4,5).

d. Intensitatea cîmpului electric ia valori sub cea corespunzătoare repartiției liniare a potențialului (3,42 kV/mm) în zona vecină colțului A_3, ca urmare a creșterii distanței dintre electrozi (fig. 5).

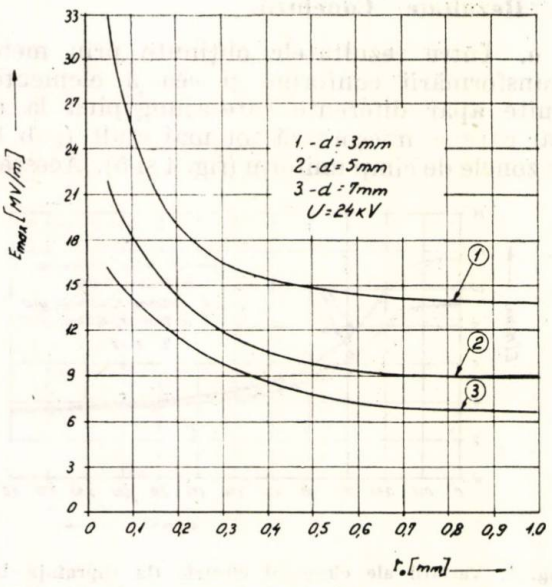


Fig. 6. Variații ale cîmpului electric maxim cu raza de rotunjire a conductoarelor.

e. Creșterea intensității cîmpului electric depinde îndeosebi de mărimea razei de racordare a conductoarelor (fig. 6). Astfel, o micșorare a acesteia sub 0,2 mm, determină apariția unor cîmpuri de cîteva ori mai intense decît cele existente în cazul racordării standardizate a conductoarelor (de exemplu, 0,5 mm).

f. Prezintă, de asemenea, importanță și grosimea stratului de izolație d a barei. Evident, odată cu creșterea lui d, valoarea maximă a cîmpului electric scade, dacă potențialul electric al barei rămîne neschimbat (fig. 7). În realitate, îngroșarea izolației este legată de creșterea tensiunii nominale a mașinii, aceasta antrenînd și o creștere importantă a lui E_{max}.

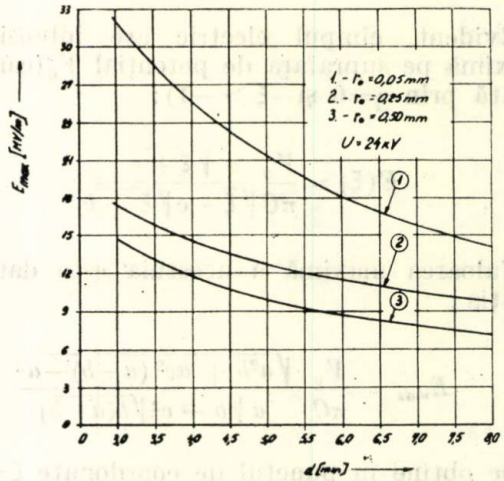


Fig. 7. Variații ale cîmpului electric cu grosimea stratului de izolație.

În aceste condiții se definește un factor de neuniformitate k:

$$k = E_{max}/E_0 = \frac{1}{cC}\sqrt{\frac{a}{b}}, \qquad (13)$$

care dă o informație clară privind majorarea cîmpului electric în zona de rotunjire, în funcție de grosimea izolației și raza de racordare a conductoarelor (fig. 8).

g. Existența unor cîmpuri electrice intense (de peste 5 kV/mm) constituie un factor impor-

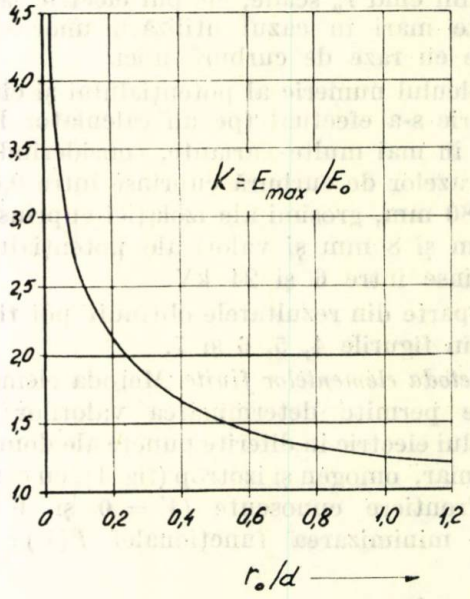


Fig. 8. Variația factorului de majorare a cîmpului cu raportul r_0/d.

tant de îmbătrînire a izolațiilor mașinilor electrice [4]. Pentru a proteja izolațiile împotriva acestui fenomen se iau măsuri de uniformizare a cîmpului electric, de reducere a influenței zonelor de rotunjire, adică de reducere a factorului de majorare k. În acest sens, fie că se mărește raza de rotunjire r_0 fără a se modifica grosimea d a izolației (prin adăugarea unor rondele de cupru sau de material semiconductor în anumite zone ale barelor), fie că se „micșorează" d și se păstrează raza de racordare r_0 (prin dispunerea, în interiorul izolației, a unor ecrane conductoare de cupru).

h. Este cunocut că în cazul mașinilor electrice de tensiuni mai mici (6 kV) se efectuează deseori o îngroșare a izolației, în vederea reducerii solicitărilor electrice, fără a se lua alte măsuri speciale. Trebuie remarcat însă că această îngroșare nu înlătură complet pericolul existenței, unor cîmpuri electrice intense, deoarece, pe de o parte, scăderea lui E_{max} nu este foarte rapidă (fig. 7) (ea fiind legată și de mărimea razei de rotunjire), iar pe de altă parte, în timpul procesului tehnologic se pot introduce impurități conductoare în jurul cărora apar întotdeauna concentrații mari de cîmp. Prin urmare, chiar în mașinile electrice de tensiuni medii pot apărea descărcări electrice, parțiale sau arborescente, care să determine îmbătrînirea rapidă a unor regiuni ale sistemului de izolație (îndeosebi în zonele de transpoziție) și, deci, o scoatere din funcțiune prematură a unui asemenea agregat.

ANEXA

Funcția care realizează transformarea conformă a semiplanului $I_m(\zeta) \geq 0$ (fig.2) pe interiorul poligonului $A_1A_2A_3A_4A_5\ B''\ A_1$ din (Z) ce are colțul B'' rotunjit sub un arc de cerc de rază r_0, se scrie — utilizînd integrala Schwarz — Christoffel, sub forma:

$$z = C\int_0^{\zeta} \frac{\sqrt{\zeta}+c\sqrt{\zeta+b}}{(\zeta+1)\sqrt{\zeta+a}}\,d\zeta, \tag{1}$$

unde a, b, c și C sînt constante pozitive, iar $b<1$ [12].

Efectuînd descompunerea integralei (1) în două componente $z = z_1 + z_2$ și efectuînd schimbările de variabilă $\zeta = \frac{at^2}{1-t^2}$ pentru z_1 și $\zeta = \frac{at^2-b}{1-t^2}$ pentru z_2, se obține:

$$z = C\left\{\ln\frac{\sqrt{\zeta+a}+\sqrt{\zeta}}{\sqrt{\zeta+a}-\sqrt{\zeta}} - \frac{2}{\sqrt{a-1}}\operatorname{arctg}\left(\sqrt{a-1}\sqrt{\frac{\zeta}{\zeta+a}}\right) + c\left[\ln\frac{\sqrt{\zeta+a}+\sqrt{\zeta+b}}{\sqrt{\zeta+a}-\sqrt{\zeta+b}} - 2\sqrt{\frac{1-b}{a-1}}\operatorname{arctg}\left(\sqrt{\frac{a-1}{1-b}}\sqrt{\frac{\zeta+b}{\zeta+a}}\right)\right]\right\} + C'. \tag{2}$$

Pentru determinarea constantelor a, b, c, C și C' se pun condițiile de corespondență dintre punctele A_1, A_2, A_3, A_4 și A_5 din (Z) și punctele a_1, a_2, a_3, a_4 și a_5 de pe axa $\xi-\xi'$ din (ζ) (fig. 1 și 2).

a. Din condiția $(A_1 \rightleftharpoons a_1)$ rezultă expresia constantei C':

$$C' = cC\left[2\sqrt{\frac{1-b}{a-1}}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{b(a-1)}{a(1-b)}} - \ln\frac{\sqrt{a}+\sqrt{b}}{\sqrt{a}-\sqrt{b}}\right]. \tag{3}$$

b. Din condiția $(A_2 \rightleftharpoons a_2)$ se obține relația:

$$\pi C(1+c) = d. \tag{4}$$

c. Din condiția $(A_3 \rightleftharpoons a_3)$ rezultă:

$$d + r_0 = C\left[\pi + c\sqrt{\frac{1-b}{a-1}} - 2c\sqrt{\frac{1-b}{a-1}}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{b(a-1)}{a(1-b)}} + c\ln\frac{\sqrt{a}+\sqrt{b}}{\sqrt{a}-\sqrt{b}}\right]. \tag{5}$$

d. Din condiția $(A_4 \rightleftharpoons a_4)$ rezultă:

$$\pi C(1 + c\sqrt{1-b}) = d\sqrt{a-1}. \tag{6}$$

e. Din condiția $(A_5 \rightleftharpoons a_5)$ se obțin relațiile:

$$r_0 = C\left[\frac{2}{\sqrt{a-1}}\ln\left(1+\sqrt{\frac{b(a-1)}{a-b}}\right) - \operatorname{arctg}\frac{2\sqrt{b(a-b)}}{a-2b}\right], \tag{7}$$

$$-r_0 = C\left\{\frac{\pi}{\sqrt{a-1}} + 2c\sqrt{\frac{1-b}{a-1}}\operatorname{arctg}\sqrt{\frac{b(a-1)}{1-b}} - c\ln\frac{\sqrt{a}+\sqrt{b}}{\sqrt{a}-\sqrt{b}}\right]. \tag{8}$$

Efectuînd unele combinații între ecuațiile (4), (5), (6) și (7), se obține sistemul:

$$\left.\begin{aligned} \pi\sqrt{a-1} &= c(\pi-1)\sqrt{1-b} \\ d\sqrt{a-1} &= \pi C\left(1+c\sqrt{1-b}\right) \\ d &= \pi C(1+c) \\ r_0 &= C\left[\frac{2}{\sqrt{a-1}}\ln\left(1+\sqrt{\frac{b(a-1)}{a-b}}\right) - \operatorname{arctg}\frac{2\sqrt{b(a-b)}}{a-2b}\right] \end{aligned}\right\}. \tag{9}$$

Efectuînd o dezvoltare în serie a funcțiilor „ln" și „arctg" și reținînd doar primii doi termeni, ecuația a 4-a din (9) devine:

$$r_0 = C\left\{\frac{2}{\sqrt{a-1}}\left[\sqrt{\frac{b(a-1)}{a-b}} - \frac{b(a-1)}{a-b}\right] + \frac{2\sqrt{b(a-b)}}{a-2b} - \frac{4b(a-b)\sqrt{b(a-b)}}{3(a-2b)^3}\right\}. \tag{10}$$

Făcînd notația $s = \sqrt{a-1}$ se obțin relațiile:

$$C = \frac{d(\pi-1)s}{\pi(\pi s+\pi-1)}, \tag{11}$$

$$c = \frac{\pi s+\pi-1}{(\pi-1)s}, \tag{12}$$

$$b = 1 - \frac{\pi^2 s^4}{(\pi s+\pi-1)^2}, \tag{13}$$

care înlocuite în (10) dau naștere unei ecuații de gradul 16 în s, rezolvată prin metoda coardei (Newton) pe un sistem IBM 1130.

Bibliografie

[1] *Szerdahelyi, E.* Schema de izolaţie cu răşini sintetice termoreactive la bobinajele statorice ale hidrogeneratoarelor de la centrala Porţile de Fier. Comunicare la sesiunea ISPH, Bucureşti, 1970.

[2] *Schuler, R.* Systèms d'isolation pour machines électriques a haute tension. În: R. B.B., nr. 1, 1970.

[3] *Ruelle, G.* La construction des alternateurs entre les dix dernières et les dix prochaines années. În: RGE, **82**, nr. 6, p. 615—622, 1973.

[4] *Mahonen, M.T.* ş.a. Tenue en tension des résines epoxydes. Rapport CIGRE, 1974.

[5] *Takahashi, T.* Partial discharges in high-pressure gases and deterioration of plastics by the partial discharge. **91**, nr. 2, 1971, p. 189—195.

[6] *Carlier, J., Grangeat, F.* Mesures de decharges partielles dans les machines tournantes. Leur interêt pour le constructeur. În: RGE, **77**, nr. 5, 1968. p. 511—519.

[7] *Magnien, M. N.* Les problèmes d'ionisation dans les isolants solides en relation notamment avec les techniques de construction et vieillissement du materiel éléctrique. În: Bull. S. F. E, nr. 8, 1963.

[8] *Badher, G. ş.a.* Analyse du claquage par arborescences. Rapport CIGRE, 1974.

[9] *Olyphant, M. Jr.* Breakdown by treeing in epoxi resins. În: Proc. IEE, nr. 12, 1963 p. 1106—1112.

[10] *Ifrim, A., Golovanov, C. Noţingher P.* Le champ électrique dans le domaine de l'initiation des arborescences. În: Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., **21**, nr. 4, 1976. p. 489—502.

[11] *Noţingher, P.* Modèle thermique d'initiation et de developpement des arborescences dans le système pointe-plan. Rapport EdF, Paris, 1976.

[12] *Lavrentiev, M. A., Chabat, V. B.* Mèthodes de la théorie des fonctions d'une variable complexe. Moscou, Editions Mir, 1972.

[13] *Binns, K. J., Lawrenson, P. J.* Analysis and Computation electric and magnetic field problems. Oxford, Pergamon Press, 1973.

[14] *Rijik, I. M., Gradştein, I. S.* Tabele de integrale, sume, serii şi produse. Bucureşti, Ed. tehnică, 1955.

[15] *Zienkiewicz, O. C.* La méthode des élements finis. Paris, Ed. Science, 1973.

Intrat în redacţie la 17. VII. 1977

CZ 621.313.13

MOTOARE DE C.C.
TIRISTOARE
MODEL MATEMATIC

Modelul matematic al motoarelor de c.c. comandate cu punţi reversibile cu tiristoare, pentru game foarte largi de turaţie

GRIGORE BRĂILEANU * — Bucureşti

Introducere

Experienţa acumulată în tehnica acţionărilor electrice reglabile, cu tiristoare, permite — într-un mare număr de cazuri — o acordare pe deplin satisfăcătoare a parametrilor regulatoarelor. Aceasta presupune, desigur, o evaluare analitică a valorilor de acordare, prin liniarizarea sistemului şi considerarea numai a componentelor lent variabile, în raport cu prima armonică a tensiunii convertizorului, de exemplu 150 Hz în cazul unei stele trifazate cu tiristoare, ceea ce este pe deplin justificat în cazul în care constantele de timp, electrică şi mecanică ale motorului, sînt suficient de mari. Principalele neliniarităţi avute în vedere în procesul de liniarizare a ecuaţiilor motoarelor moderne de c.c. sînt cele datorate căderii de tensiune pe periile colectorului şi fenomenului de suprapunere, caracterizat prin timpul de conducţie simultană a două tirisoare. Dacă însă se urmăreşte asigurarea performanţelor impuse numai pentru cuplu de sarcină mai mare de 20% din cuplul nominal, curentul rotoric corespunzător va provoca o cădere de tensiune aproximativ constantă pe perii, considerată ca perturbaţie aditivă constantă, în procesul de reglare, şi deci omisă în calcul, deoarece este compensată automat prin acţiunea integratoare a regulatorului. De asemenea, în această ipoteză a cuplului de sarcină mai mare de 20% din cuplul nominal, se poate neglija efectul cuplului rezistent aleator prezent la viteze reduse de rotaţie.

Efectul timpului de suprapunere, provocat de existenţa reactanţelor de scăpări ale transformatorului este suficient de puternic pentru a nu fi permisă neglijarea sa şi se manifestă prin reducerea valorii medii — pe perioada $T = 6{,}67$ ms a armonicei de 150 Hz a tensiunii de comandă aplicată circuitului rotoric al motorului. Este posibilă, însă, în ipoteza unei filtrări foarte bune a curentului rotoric i_0 şi a neglijării rezistenţelor reţelei şi transformatorului faţă de reactanţele de scăpări raportate la secundar, $X_k = \omega L_k$, stabilirea expresiilor timpului de suprapunere θ, măsurat în ms,

* *Ing. Brăileanu, Gr.* este şef de lucrări la Catedra de automatică II a Institutului politehnic — Bucureşti.

și a valorii medii $u_\theta(\alpha)$ a tensiunii de comandă, cu ajutorul relațiilor (58 a), (73) și (74) din [1]:

$$\cos\left(\alpha+\frac{\pi\theta}{10}\right)=\cos\alpha-\frac{i_0 X_k}{\sqrt{2}U_1\sin\frac{\pi}{3}}, \quad (1.1)$$

$$u_\theta(\alpha)=\frac{3\sqrt{2}u_1}{2\pi}\sin\frac{\pi}{3}\left[\cos\alpha+\cos\left(\alpha+\frac{\pi\theta}{10}\right)\right]; \quad (1.2)$$

s-a notat cu U_1 valoarea eficace a tensiunii de fază în secundarul transformatorului și cu α unghiul de întîrziere a aprinderii (unghiul de comandă), în radiani, și fie;

$$u_0(\alpha)=\frac{3\sqrt{2}U_1}{\pi}\sin\frac{\pi}{3}\cos\alpha, \quad (1.3)$$

tensiunea de comandă cu transformator ideal ($X_s=0$, $\theta=0$).

Diferența:

$$u_0(\alpha)-u_\theta(\alpha)=$$
$$=\frac{3\sqrt{2}\,u_1\sin\frac{\pi}{3}}{2\pi}\left[\cos\alpha-\cos\left(\alpha+\frac{\pi 0}{10}\right)\right]. \quad (1.4)$$

stabilită pentru un interval T, poate fi pusă sub forma:

$$u_0(\alpha)-u_\theta(\alpha)=\frac{3}{2\pi}X_k i_0, \quad (1.5)$$

independentă de α, ceea ce sugerează modelul matematic corespunzător unei scheme echivalente, cu transformator ideal, și avînd o rezistență suplimentară, în circuitul rotoric, $R_s=\frac{3X_k}{2\pi}$. Considerînd în continuare, drept mărimi reprezentative valorile medii pe perioada T, u_0, i_0, n_0, ecuațiile care descriu funcționarea motorului, comandat cu convertizor cu tiristoare, pot fi aproximate cu:

$$\frac{\pi}{3}J\frac{dn_0}{dt}=K_T i_0-M_S,$$
$$L\frac{di_0}{dt}=-Ri_0-K_E n_0+u_0, \quad (1.6)$$

unde s-au notat timpul t, ms: momentul de inerție; J raportat la axul rotorului, kg cm²: cuplul pe amper K_T, Ncm/A; cuplul rezistent M_S, Ncm; tensiunea electromotoare raportată la 1 rot/min; K_E, V/rot/min: inductanța L, mH și rezistența R, Ω echivalente, din circuitul rotoric, incluzînd și rezistența fictivă (de suprapunere) R_S, calculată cu relația de mai sus ($L=L_E+L_L+L_K$, $R=R_E+R_L+R_K+R_S$, cu notațiile din figura 1).

Ecuațiile (1.6) constituie punctul de plecare în stabilirea unei metode de aproximare a modelului matematic al motoarelor de c.c. comandate cu scheme reversibile cu tiristoare, pentru diferite condiții de funcționare, astfel încît să se realizeze — în limitele unei precizii impuse — o viteză maximă a determinării regimului tranzitoriu cu ajutorul unui calculator numeric. Aceasta va permite acordarea parametrilor sistemului de reglare automată printr-un proces de optimizare asistată de calculator, format dintr-un mare număr de regimuri tranzitorii, ceea ce presupune desigur o viteză ridicată de calcul a fiecărei traiectorii.

1. Metode de aproximare a modelului matematic liniar al ansamblului convertizor-motor de c.c.

În practica acordării parametrilor sistemelor de reglare automată a acționărilor electrice se consideră, de obicei, în calcul blocul funcțional echivalent definit prin ecuațiile (1.6), împreună cu un element cu timp mort, prin care se ține seamă de faptul că aprinderea tiristoarelor se poate stabili numai în anumite intervale de timp; funcția de transfer a acestui bloc este:

$$G(s)=\frac{u_0(s)}{\alpha(s)}=K_T e^{-sT_t}, \quad (2.1)$$

unde $T_t=\frac{1}{2}\frac{1}{f}\frac{1}{p}$ este timpul mort statistic, corespunzător unui număr de p pulsuri redresate într-o perioadă a rețelei; în această lucrare se discută cazul redresării cu $p=3$ pulsuri.

Utilizarea modelului matematic (1.6)—(2.1) comportă următoarele limitări importante:

a. În cazul schemelor bidimensionale cu tiristoare (fig. 2), regimul de funcționare cu curent de circulație presupune modificarea sistemului de ecuații diferențiale al valorilor instantanee ale variabilelor de stare, față de comanda cu o singură stea cu tiristoare. Se va arăta totuși că trecerea de la valorile instantanee la valorile medii U_0, i_0, n_0 se poate efectua, de asemenea, prin intermediul ecuațiilor (1.6), cu observația că mărimile L și R nu mai au o semnificație fizică directă, ca în cazul din figura 1, necesitînd o metodică de calcul, prezentată în paragraful 4. În procesul de calcul valorile mărimilor notate cu indicele 0 se atribuie mijlocului fiecărui interval T.

b. Relaţia (1.1), de calcul al timpului de suprapunerea θ, a fost stabilită în ipoteza restrictivă a unei filtrări foarte bune a curentului rotoric cu ajutorul bobinelor L_L. În realitate se admite întotdeauna o calitate slabă a filtrării, îmbunătăţindu-se considerabil însă, prin aceasta,

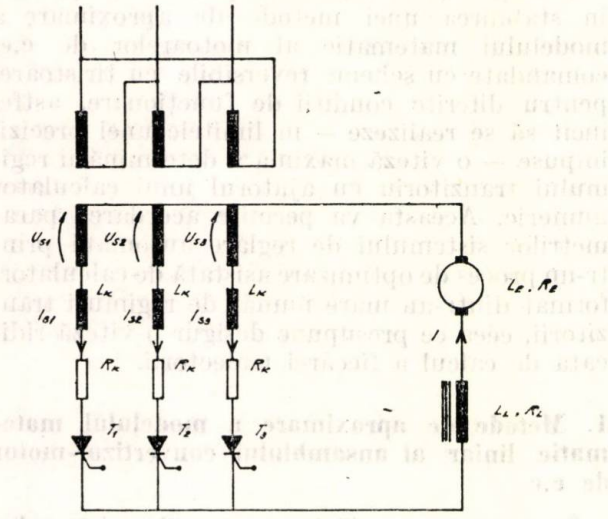


Fig. 1. Schema de principiu a comenzii motorului de c.c. cu punte unidirecţională.

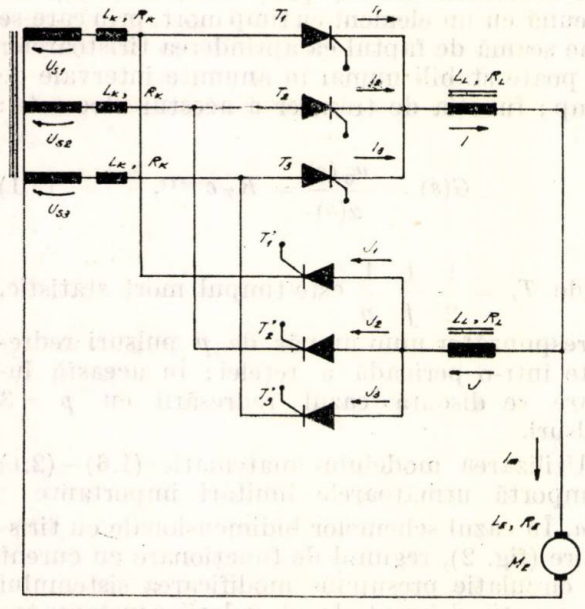


Fig. 2. Schema de principiu a comenzii motorului de c.c. cu punte bidirecţională.

viteza de răspuns a motorului de c. c. şi se poate arăta că ecuaţia de calcul al timpului de suprapunere θ se poate scrie cu o foarte bună aproximaţie în aceeaşi formă ca ecuaţia (1.1), înlocuindu-se însă i_0 cu valoarea instantanee i_{1L} a curentului punţii redresoare în momentul aprinderii unui nou tiristor; se admite că filtrarea este totuşi suficient de bună pentru ca pe intervalul foarte scurt de suprapunere curentul i_L să poată fi considerat aproximativ constant, cu valoarea i_{1L} (mai mică decît valoarea medie i_{0L}). Deoarece, în decursul unui regim tranzitoriu, diferenţa $i_{0L}-i_{1L}$ are variaţii sensibil mai mici decît valoarea sa medie, calculată pe întreaga durată a regimului tranzitoriu, în ecuaţiile de funcţionare se poate neglija influenţa unui termen constant, egal cu această valoare, al cărui efect este compensat prin acţiunea I a regulatorului. Luînd, totodată, în considerare faptul că în comanda motorului cu o schemă cu curent de circulaţie (fig. 2), curentul i_{0L} diferă de curentul i_0 cu valoarea medie J_{0L} a curentului de circulaţie ($i_{0L} = i_0 + J_{0L}$), iar J_{0L} se modifică foarte puţin în decursul regimului tranzitoriu, se poate înlocui efectul fenomenului de suprapunere cu efectul introducerii în circuitul rotoric a unei rezistenţe adiţionale R_S, fictivă, ca şi în cazul relaţiilor (1.5) şi (1.6). Valoarea acestei rezistenţe nu se mai poate determina însă, analitic, fiind deci convenabil a o considera înglobată în rezistenţa echivalentă R, discutată mai sus.

c. În plus, în cazul motoarelor de c. c. cu inerţie mică, valoarea redusă a constantei de timp mecanice impune luarea în considerare a variaţiei turaţiei în decursul unei perioade T. Din acest motiv aproximarea (2.1) poate conduce la erori apreciabile în analiza sistemului de reglare automată în buclă închisă, caracterizat prin viteză mare de răspuns, astfel încît se propune utilizarea schemei echivalente din figura 1 — în condiţiile discutate la punctul (a) de mai sus — cu transformator ideal şi parametrii L şi R, ce urmează a fi determinaţi în procesul de calcul. Conform (1.6), ecuaţiile blocului funcţional echivalent sînt:

$$\frac{\pi}{3} J \frac{\mathrm{d}n_0}{\mathrm{d}t} = K_T\, i_0 - M_S,$$
$$L\frac{\mathrm{d}i_0}{\mathrm{d}t} = -R\, i_0 - K_E\, \eta_0 + u(t), \tag{2.2}$$

unde $U(t)$ este format din segmente de sinusoidală (fig. 3 c) cu amplitudinea $\sqrt{2}\,u_1$ şi perioada $3T$, conducînd la o aproximare a sistemului de reglare a turaţiei printr-un sistem liniar pe porţiuni; punctele de discontinuitate, corespunzătoare momentelor de aprindere a fiecărui tiristor din puntea redresoare se calculează intersectînd tensiunea de ieşire $x_c(t)$ a regulatorului cu tensiunea tip dinţi de ferăstrău a D.C.G. Mărimile i_0 şi n_0 care rezultă au o variaţie continuă şi coincid cu valorile medii i_0 şi n_0, definite anterior, în mijlocul fiecărui interval T; din acest motiv s-au păstrat notaţiile precedente i_0 şi n_0.

Determinarea regimului tranzitoriu de reglare în buclă închisă este puternic accelerată de faptul că nu este necesar calculul între punctele de discontinuitate, deoarece în funcţionarea normală a schemei cu curent de circulaţie, stingerea unui tiristor din puntea redre-

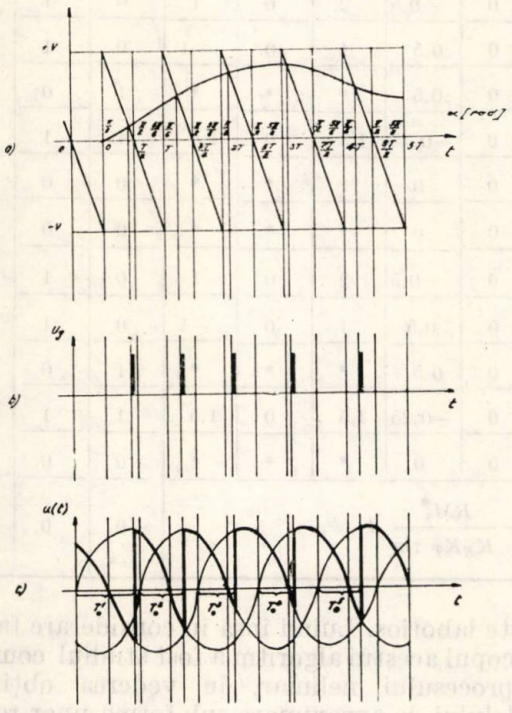


Fig. 3. Diagramele de stabilire a momentelor de aprindere a tiristoarelor:

a – tensiunea de ieşire a regulatorului, x_c şi tensiunea tip dinţi de fierăstrău a D.C.C.; *b* – impulsurile de comandă a tiristoarelor; *c* – tensiunea aplicată circuitului rotoric în care s-au inclus inductanţa de filtrare L_L şi inductanţa echivalentă de scăpări L_K a transformatorului de reţea.

soare are loc numai la aprinderea unui nou tiristor şi, în plus, se poate arăta că, pentru valorile uzuale ale constantelor de timp ale sistemelor de acţionare electrică cu motoare de c.c., intersecţia diagramei $x_c(t)$ cu cea corespunzătoare tensiunii tip dinţi de ferăstrău are loc cîte o singură dată în decursul fiecărei perioade T; în ceea ce priveşte calculul punctului respectiv de intersecţie se utilizează un algoritm [2] care necesită, în general, nu mai mult de patru iteraţii.

2. Regimul de „turaţie întreruptă" al motoarelor de c.c. comandate cu tiristoare

În studiul efectuat în [2] s-a arătat că motoarele de c.c. cu constanta de timp mecanică $\tau_m = \frac{\pi}{3} \frac{J\,R}{K_E\,K_T}$ de valori comparabile cu perioada T funcţionează în domeniul turaţiilor, foarte joase, într-un regim de anulare intermitentă a turaţiei, datorat filtrării electromagnetice insuficiente a tensiunii $u(t)$ dată de redresorul comandat, conjugată cu discontinuitatea cuplului de sarcină în jurul turaţiei 0. Notînd constantele de timp mecanică şi electrică cu τ_m şi $\tau_E = L/R$, funcţia de transfer a motorului de c.c este:

$$H(s) = \frac{1/K_E}{\tau_E\ \tau_m\ s^2 + \tau_m\ s + 1}, \qquad (3.1)$$

se poate determina, de aici, prima armonică a turaţiei $n(t)$, prin înlocuirea formală a variabilei s cu $j\omega$ şi se poate arăta că amplitudinea rezultată nu depinde decît în mică măsură de unghiul α de aprindere a tiristoarelor, astfel încît stabilirea unei valori medii mai mici decît această amplitudine, implică anularea intermitentă a turaţiei. Este, prin urmare, de aşteptat ca regimul de „turaţie întreruptă" să apară dacă valoarea medie a turaţiei reglate este foarte scăzută, rezultat al unei game mari de reglare, de ordinul a 1 : 1 000 şi, totodată, dacă momentul total de inerţie raportat la axul rotoric este suficient de redus pentru ca valoarea mică a constantei de timp mecanice τ_m, corespunzătoare, să conducă la un modul al mărimii $N(j\omega)$, comparabil cu turaţiile din gama inferioară de reglare.

Scriind ecuaţiile reţelei din figura 2, împreună cu ecuaţiile motorului de c.c., pentru fiecare dintre situaţiile posibile stabilite de stările curente ale tiristoarelor $T_1 - T_3$ şi $T'_1 - T'_3$, se obţine prin calcule elementare forma sistematizată de mai jos a sistemului de ecuaţii care descrie complet funcţionarea ansamblului convertizor — motor de c.c.

Ecuaţiile (3.2)—(3.10) au fost rezolvate de autor cu ajutorul calculatorului FELIX—256 în memoria căruia au fost introduse, printr-un calcul of-line, tabelul parametrilor α_K, β_K, γ_K, $(k = 1,3)$, η_n, η_{1}, η_{1K}, împreună cu coeficienţii dezvoltărilor în serie de polinoame ale funcţiilor discontinue din membrul drept al fiecărei ecuaţii şi ale funcţiilor materialelor de tranziţie. Principiul organizării calculului printr-o procedură of-line, urmată de un algoritm de calcul în regim repetitiv de mare viteză, impus de necesitatea calculării unui număr mare de regimuri tranzitorii, a fost prezentat detaliat în [3,4].

$$I_m = I - J; \qquad (3.2)$$

$$\alpha_1 \cdot L_K + \alpha_2 \cdot L_L + \alpha_3 \cdot L_E = \mathcal{L}; \qquad (3.3)$$

$$\alpha_1 \cdot R_K + \alpha_2 \cdot R_L + \alpha_3 \cdot R_E = \mathcal{R}; \qquad (3.4)$$

$$\beta_1 \cdot U_{S1} + \beta_2 \cdot U_{S2} + \beta_3 \cdot U_{S3} - U_p(I_m) = u(t); \qquad (3.5)$$

$$\gamma_1 \cdot U_{S1} + \gamma_2 \cdot U_{S2} + \gamma_3 \cdot U_{S3} = U_C; \qquad (3.6)$$

Tabelul 1

	M_s^*	α_1	α_2	α_3	β_1	β_2	β_3	γ_1	γ_2	γ_3	η_{1k}	η_1	η_n
$J=0$, I_1	M_s	1	1	1	1	0	0	*	*	*	0	0	
I_1, J_2	M_s	0,5	0,5	1	0	0	−0,5	2	0	1	0	1	
I_1, J_3	M_s	0,5	0,5	1	0,5	0	0,5	1	0	−1	0	1	1
$J=0$, I_1, I_3	M_s	0,5	1	1	0,5	0	0,5	*	*	*	1	0	
I_1, I_3, J_2	M_s	0,25	0,5	1	−0,25	0	−0,25	1.5	0	1,5	1	1	
$I=0$, J_2 sau J_3	M_s	−1	−1	−1	1	0	0	*	*	*	0	0	
$J=0$, I_1	*	1	1	1	1	0	0	*	*	*	0	0	
I_1, J_2	*	0,5	0,5	1	0	0	−0,5	2	0	1	0	1	
I_1, J_3	*	0,5	0,5	1	0,5	0	0,5	1	0	−1	0	1	
$J=0$, I_1, I_3	*	0,5	1	1	0,5	0	0,5	*	*	*	1	0	0
I_1, I_3, J_2	*	0,25	0,5	1	−0,25	0	−0,25	1,5	0	1,5	1	1	
$I=0$, J_2, sau J_3	*	−1	−1	−1	1	0	0	*	*	*	0	0	
$I=0$, $J=0$	M_s	$n(t)=n(to)-\frac{RM_s^*}{K_E K_T \tau m}t$									0	0	n

$$\eta_n\cdot\left(\frac{k_E\cdot\tau_m}{\mathcal{R}}\cdot\frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}t}-\left(I-J-\frac{M_s^*}{K_T}\right)\right)=0\,; \quad (3.7)$$

$$\mathcal{L}\cdot\frac{d}{\mathrm{d}t}(I-J)+\mathcal{R}\cdot(I-J)+\eta_n\ K_E\cdot n=u(t)\,; \quad (3.8)$$

$$\eta_I\cdot\left(\frac{L_K+L_L}{R_K+R_L}\cdot\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(I+J)+I+J-\frac{U_C}{R_K+R_L}\right)=0\,; \quad (3.9)$$

$$\eta_{IK}\cdot\left(L_K\frac{\mathrm{d}I_K}{\mathrm{d}t}+R_K I_K)-U_{S1}+U_{S3}\right)=0\,; \quad (3.10)$$

unde I_K se definește conform figurii 4, pe intervalul (t_0,t_1) ca fiind diferența curenților tiristoarelor care conduc simultan.

Din combinațiile tuturor parametrilor de comutație, în urma unei analize atente rezultă, un umăr de 13 sisteme distincte de ecuații diferențiale liniare pe porțiuni, dacă se consideră căderea de tensiune pe perii $U_p(J_m)$ liniară; s-a considerat însă aproximarea diagramei $U_p(I_m)$ (măsurată în cadrul I.P.A. — București pe un motor SMU — 4 000), cu două segmente de dreaptă, ceea ce a condus la 26 variante distincte ale sistemului de ecuații diferențiale liniarizat pe porțiuni. Procesul de calcul numeric nu a fost afectat esențial de numărul mare de structuri posibile, datorită unei organizări adecvate a calculului of-line — în sensul arătat în [3] — acesta din urmă fiind însă, într-adevăr, foarte laborios. Luînd însă în considerare faptul că scopul acestui algoritm a fost studiul complet al procesului neliniar, în vederea obținerii modelului de aproximare sub forma unor relații între valorile medii pe o perioadă T, n_0, i_0 și u_0, devine evidentă necesitatea calculării unui număr deosebit de mare de regimuri tranzitorii și tocmai în acest sens s-a efectuat compromisul între complexitatea programului of-line și volumul de memorie utilizat, pe de o parte, și timpul de calcul redus, necesar modelării fiecărui regim tranzitoriu, pe de altă parte.

În decursul integrării numerice a sistemului de ecuații diferențiale (3.7)—(3.10) rezultă modificările parametrilor $\mathcal{L}$ și $\mathcal{R}$, ai funcțiilor U și U_c, precum și eliminarea din procesul de calcul a unor ecuații, conform tabelului de mai sus. De exemplu, regimul de suprapunere a două tiristoare din cadrul punții redresoare implică introducerea ecuației (3.10) pe durata unui interval t_0-t_1, conform figurii 4. Momentul $t_x=t_1$ se determină rezolvînd numeric ecuația transcendentă $I_k(t_x)=I(t_x)$, unde $I_k(t)$ și $I(t)$ se determină din celelalte ecuații cu condiția inițială suplimentară $I_k(t_0)=-I(t_0)$, ceea ce reprezită faptul că în momentul aprinderii tiristorului T_1 (cazul din figura 4), întregul curent I este furnizat de tiristorul aflat anterior în condiție T_3. Regimul de curent întrerupt în puntea invertoare $T_2'-T_3'$ implică eliminarea ecuației (3.9), înlocuită cu relația $J=0$. Regimul de turație întreruptă este însoțit de eliminarea ecuației (3.7), precum și de modificarea

ecuației (3.8) în sensul eliminării termenului conținînd turația.

În figura 5 s-au reprezentat, pentru exemplificare, variațiile în timp ale principalelor mărimi ale schemei din figura 2, în decursul unei perioade a regimului staționar al motorului SMU — 4 000, pentru M_s dat și unghi de comandă constant. Aceste diagrame au fost trasate de calculator și, după cum se observă,

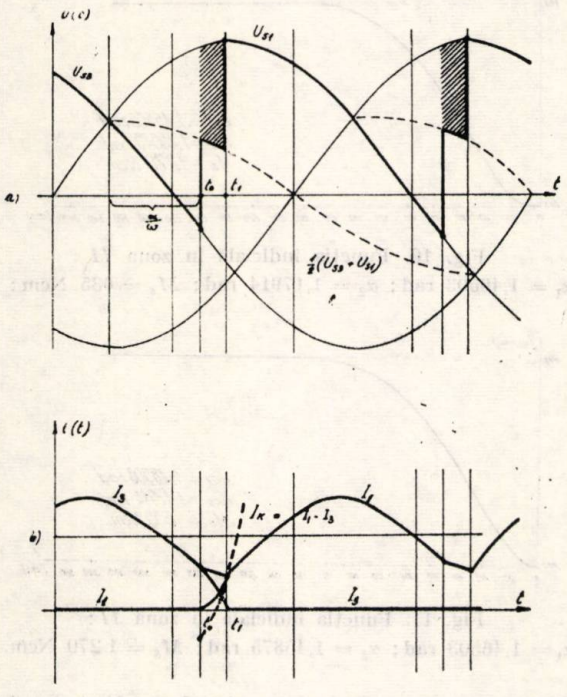


Fig. 4. Diagramele de determinare a intervalului de suprapunere $t_0 - t_1$.

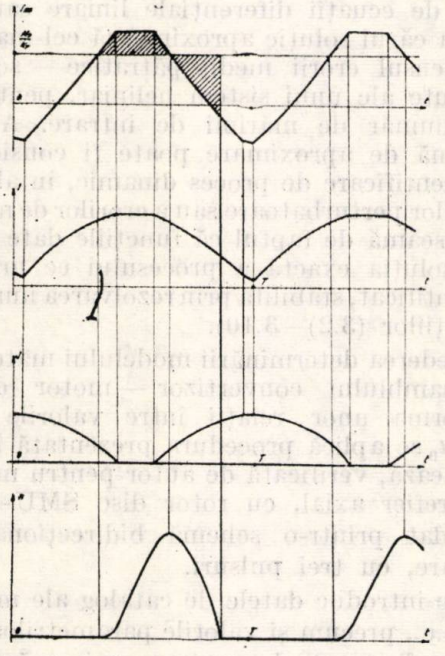


Fig. 5. Diagramele de variație în timp a principalelor mărimi din figura 2, în cazul regimului de turație întreruptă a motorului de c.c.

corespund cazului existenței regimului de turație întreruptă. Analiza regimului staționar permite, de asemenea, stabilirea unor concluzii cu privire la regimul tranzitoriu provocat de variația unghiului α de aprindere a tiristoarelor. Într-adevăr, din figura 5 rezultă reducerea valorii medii a curentului rotoric $I_{mmediu} = i_0$ față de valoarea $i_0 = M_s/K_T$, preconizată pentru echilibrul electromecanic, ceea ce se explică prin faptul că ecuația (3.7) trebuie îndeplinită numai în intervalul de timp în care $\eta_n = 1$; regimul de turație întreruptă este, deci, însoțit de micșorarea valorii staționare a i_0, odată cu micșorarea turației, astfel încît din relația de regim staționar:

$$R \cdot I_0 + K_E \cdot \eta_0 = u_0, \qquad (3.11)$$

rezultă:

$$\frac{\Delta n_0}{\Delta u_0} = \frac{1}{K_E} \cdot \left(1 - R \cdot \frac{\Delta i_0}{\Delta u_0}\right), \qquad (3.12)$$

deci, o reducere a coeficientului de amplificare statică a motorului față de valoarea $1/K_E$ corespunzătoare funcționării liniare. Aceasta are o influență directă asupra regimului dinamic al ansamblului convertizor-motor de c.c., caracterizat în primul rînd prin aceea că diagrama curentului rotoric la o variație în salt

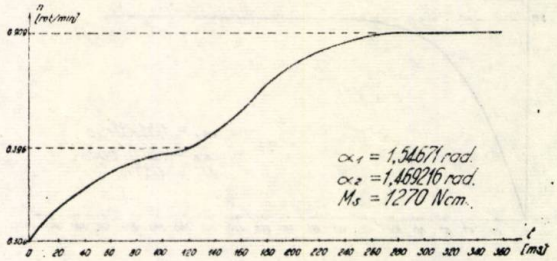


Fig. 6. Funcția indicială la trecerea din zona *I* în zona *II*: $\alpha_1 = 1{,}54671$ rad; $\alpha_2 = 1{,}469216$ rad; $M_s = 1270$ Ncm.

a unghiului de aprindere α nu mai prezintă revenirea la valoarea M_S/K_T, ci tinde, cu un supraregalaj neglijabil, spre o valoare dependentă neliniar de valoarea turației noului regim staționar și în al doilea rînd printr-o inflexiune pronunțată a diagramei de regim tranzitoriu a turației la trecerea din zona *I*, a funcționării cu turație întreruptă, în zona *II*, a funcționării liniare a motorului (fig. 6—9); neliniaritatea este foarte pronunțată, regimul dinamic fiind influențat de valoarea M_E (fig. 6,7) și de sensul saltului $\Delta\alpha$ (fig. 7,8).

Trebuie observat că, în cazul unei trepte de comandă $\Delta\alpha$ stabilită astfel încît funcționarea motorului să corespundă în întregime zonei *I*, funcția indicială, dată în figura 9, prezintă un timp de creștere foarte bun și nu are supra-

reglare (explicabil prin forma specială a diagramei curentului rotoric în zona *I*), însă prezintă dezavantajul comportării neliniare, ceea ce îngreunează substanţial proiectarea schemei de reglare.

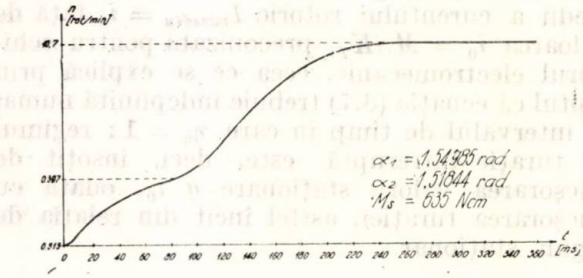


Fig. 7. Funcţia indicială la trecerea din zona *I* în zona *II*: $\alpha_1 = 1{,}54985$ rad; $\alpha_2 = 1{,}51844$ rad; $M_s = 635$ Ncm.

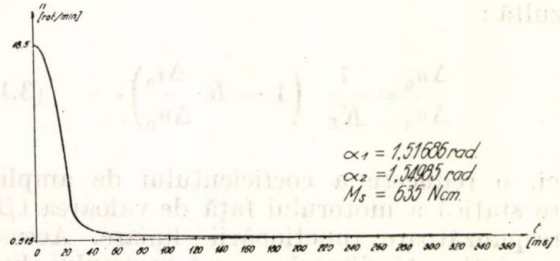


Fig. 8. Funcţia indicială la trecerea din zona *II* în zona *I*: $\alpha_1 = 1{,}51686$ rad; $\alpha_2 = 1{,}54985$ rad; $M_s = 635$ Ncm.

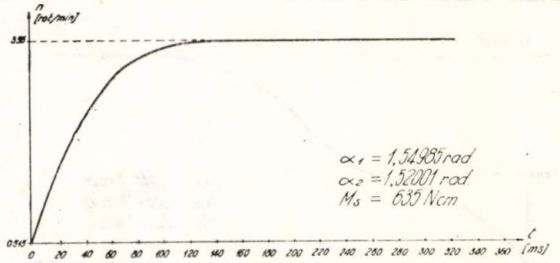


Fig. 9. Funcţia indicială în zona *I*: $\alpha_1 = 1{,}54985$ rad; $\alpha_2 = 1{,}52001$ rad; $M_s = 635$ Ncm.

3. Metoda generală de stabilire a modelului pentru valorile medii n_0 i_0 u_0

Cu ajutorul programului FORTRAN de rezolvare a ecuaţiilor (3.2)—(3.10), în cazul general al unui motor de C.C. cu excitaţie constantă (sau poli cu magneţi permanenţi) comandat pe indus cu tiristoare în punte trifazată cu trei pulsuri, cu curenţi de circulaţie (fig. 2), s-a studiat un mare număr de regimuri tranzitorii, calculîndu-se pentru fiecare interval de durată T valorile n_0, i_0 şi u_0 şi trasîndu-se, pe calculator, funcţiile indiciale corespunzătoare (de exemplu fig. 6—11). Principala concluzie care a rezultat este comportarea liniară a motorului (în limitele unei foarte bune aproximaţii), în zona *II*, a turaţiilor mai mari decît o turaţie limită, a cărei valoare este cu atît mai mică cu cît filtrarea electrică a pulsaţiilor tensiunii convertizorului este mai bună şi cu cît valoarea momentului de inerţie J este mai mare (filtrarea mecanică). Într-adevăr, graficele normate ale funcţiilor indicale pentru diferite $\Delta\alpha$ şi diferite valori ale M_s coincid, precum, de exemplu figurile 10 şi 11.

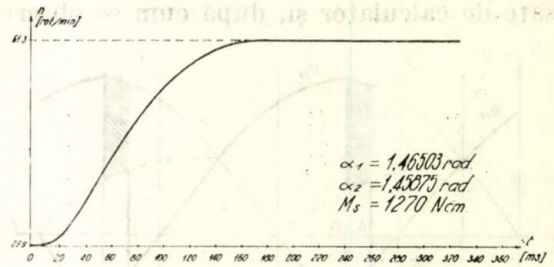


Fig. 10. Funcţia indicială în zona *II* $\alpha_1 = 1{,}46503$ rad; $\alpha_2 = 1{,}17914$ rad; $M_s = 635$ Ncm:

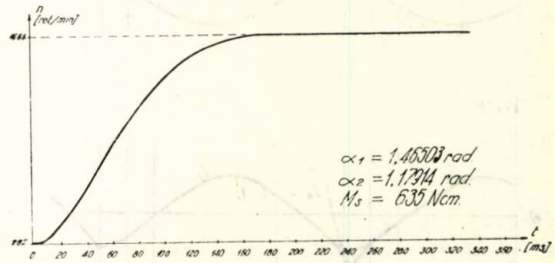


Fig. 11. Funcţia indicială în zona *II*: $\alpha_1 = 1{,}46503$ rad; $\alpha_2 = 1{,}45875$ rad; $M_s = 1\,270$ Ncm.

Utilizînd suportul teoretic dezvoltat în [4] s-a realizat un sistem specializat de programe care permite determinarea coeficienţilor unui sistem de ecuaţii diferenţiale liniare sau biliniare, a cărui soluţie aproximează cel mai bine — în sensul erorii medii pătratice — soluţiile cunoscute ale unui sistem neliniar, pentru un mare număr de mărimi de intrare. Această problemă de aproximare poate fi considerată ca o identificare de proces dinamic, în absenţa mărimilor perturbatoare sau a erorilor de măsură ţinînd seamă de faptul că funcţiile date reprezintă soluţia exactă a procesului ce urmează a fi identificat, stabilită prin rezolvarea numerică a ecuaţiilor (3.2)—3.10).

În vederea determinării modelului matematic al ansamblului convertizor — motor de c.c sub forma unor relaţii între valorile medii n_0, i_0, u_0 se aplică procedura prezentată în cele ce urmează, verificată de autor pentru motorul cu întrefier axial, cu rotor disc SMU—4 000 comandat printr-o schemă bidirecţională cu tiristoare, cu trei pulsuri.

a. Se introduc datele de catalog ale motorului de c.c., precum şi valorile parametrilor schemei din figura 2, determinate prin măsurători directe, în programul FORTRAN de rezolvare a ecuaţiilor (3.2) — (3.10).

Tabelul 2

T_0, ms	n, calculat, rot/min	n calculat mediu, rot/min	n model, rot/min	Δn, rot/min	
6.31	0.306842E 02	0.302873E 02	0.301828E 02	0.104465E 00	1
6.31	0.319066E 02	0.312558E 02	0.312601E 02	−0.434702E−02	2
6.31	0.335242E 02	0.326864E 02	0.327857E 02	−0.993112E−01	3
6.31	0.354193E 02	0.344518E 02	0.346108E 02	−0.159026E 00	4
6.31	0.374926E 02	0.364435E 02	0.366376E 02	−0.194071E 00	5
6.31	0.396613E 02	0.385708E 02	0.387829E 02	−0.212153E 00	6
6.31	0.418578E 02	0.407584E 02	0.409776E 02	−0.219224E 00	7
6.31	0.440277E 02	0.429456E 02	0.431657E 02	−0.220110E 00	8
6.31	0.461288E 02	0.450842E 02	0.453021E 02	−0.217918E 00	9
6.31	0.481288E 02	0.471370E 02	0.473521E 02	−0.215087E 00	10
6.31	0.500046E 02	0.490766E 02	0.492894E 02	−0.212861E 00	11
6.31	0.517405E 02	0.508834E 02	0.510950E 02	−0.211575E 00	12
6.31	0.533272E 02	0.525453E 02	0.527573E 02	−0.212025E 00	13
6.31	0.547606E 02	0.540555E 02	0.542693E 02	−0.213835E 00	14
6.31	0.560408E 02	0.554121E 02	0.556290E 02	−0.216907E 00	15
6.31	0.571713E 02	0.566171E 02	0.568382E 02	−0.221159E 00	16
6.31	0.581582E 02	0.576752E 02	0.579006E 02	−0.225449E 00	17
6.31	0.590095E 02	0.585935E 02	0.588235E 02	−0.229998E 00	18
6.31	0.597345E 02	0.593808E 02	0.596146E 02	−0.233807E 00	19
6.31	0.603433E 02	0.600468E 02	0.602837E 02	−0.236889E 00	20
6.31	0.608466E 02	0.606020E 02	0.608407E 02	−0.238706E 00	21
6.31	0.612552E 02	0.610571E 02	0.612962E 02	−0.239139E 00	22
6.31	0.615797E 02	0.614227E 02	0.616609E 02	−0.238179E 00	23
6.31	0.618303E 02	0.617094E 02	0.619447E 02	−0.235265E 00	24
6.31	0.620169E 02	0.619273E 02	0.621579E 02	−0.230659E 00	25
6.31	0.621485E 02	0.620856E 02	0.623101E 02	−0.224455E 00	26
6.31	0.622338E 02	0.621934E 02	0.624099E 02	−0.216518E 00	27
6.31	0.622803E 02	0.622587E 02	0.624660E 02	−0.207346E 00	28
6.31	0.622952E 02	0.622888E 02	0.624856E 02	−0.196800E 00	29
6.31	0.622846E 02	0.622904E 02	0.624757E 02	−0.185264E 00	30
6.31	0.622540E 02	0.622694E 02	0.624424E 02	−0.172962E 00	31
6.31	0.622083E 02	0.622310E 02	0.623909E 02	−0.159940E 00	32
6.31	0.621517E 02	0.621795E 02	0.623260E 02	−0.146522E 00	33
6.31	0.620876E 02	0.621188E 02	0.622517E 02	−0.132878E 00	34
6.31	0.620190E 02	0.620522E 02	0.621716E 02	−0.119364E 00	35
6.31	0.619483E 02	0.619824E 02	0.620882E 02	−0.105783E 00	36
6.31	0.618776E 02	0.619116E 02	0.620045E 02	−0.929224E−01	37
6.31	0.618084E 02	0.618415E 02	0.619236E 02	−0.821056E−01	38
6.31	0.617419E 02	0.617736E 02	0.618418E 02	−0.682429E−01	39
6.31	0.616790E 02	0.617088E 02	0.617657E 02	−0.568787E−01	40
6.31	0.616204E 02	0.616481E 02	0.616967E 02	−0.486475E−01	41
6.31	0.615665E 02	0.615918E 02	0.616282E 02	−0.364300E−01	42
6.31	0.615175E 02	0.615403E 02	0.615699E 02	−0.296136E−01	43
6.31	0.614734E 02	0.614938E 02	0.615152E 02	−0.214565E−01	44
6.31	0.614343E 02	0.614522E 02	0.614639E 02	−0.117555E−01	45
6.31	0.613999E 02	0.614154E 02	0.614229E 02	−0.751695E−02	46
6.31	0.613700E 02	0.613833E 02	0.613829E 02	0.367909E−03	47
6.31	0.613444E 02	0.613556E 02	0.613503E 02	0.524491E−02	48
6.31	0.613227E 02	0.613319E 02	0.613226E 02	0.931558E−02	49
6.31	0.613046E 02	0.613121E 02	0.613016E 02	0.104529E−01	50
6.31	0.612897E 02	0.612956E 02	0.612825E 02	0.131145E−01	51
6.31	0.612778E 02	0.612823E 02	0.612670E 02	0.152536E−01	52
6.31	0.612684E 02	0.612716E 02	0.612525E 02	0.191271E−01	53
6.31	0.612613E 02	0.612634E 02	0.612432E 02	0.202026E−01	54
6.31	0.612561E 02	0.612573E 02	0.612364E 02	0.208638E−01	55
6.31	0.612526E 02	0.612529E 02	0.612318E 02	0.211136E−01	56
6.31	0.612504E 02	0.612501E 02	0.612290E 02	0.210776E−01	57
6.31	0.612494E 02	0.612485E 02	0.612278E 02	0.207045E−01	58
6.31	0.612493E 02	0.612480E 02	0.612278E 02	0.201670E−01	59
6.31	0.612499E 02	0.612483E 02	0.612278E 02	0.204623E−01	60
6.31	0.612512E 02	0.612492E 02	0.612278E 02	0.214114E−01	61

SUM = − 0.691180E 01

b. Se determină — printr-un proces iterativ elementar — valoarea η_{0L}, a turației medii pe o perioadă T, care delimitează zonele *I* și *II*, rezultînd, desigur, unghiul de comandă α_L corespunzător acestei situații.

c. Se alege o pereche de valori α_1, α_2 astfel încît $\frac{\pi}{6} < \alpha_2 < \alpha_1 < \alpha_L$; se parcurge un regim tranzitoriu pentru mărimea de comandă corespunzătoare unghiului de comandă α_1, cu con-

diţii iniţiale arbitrare, iar după obţinerea regimului staţionar corespunzător se parcurge un nou regim tranzitoriu cu modificarea prin salt, la $t = t_1$, a valorii unghiului de comandă, de la α_1 la α_2, memorîndu-se valorile medii i_0 şi n_0 calculate pentru fiecare interval de durată T. De exemplu, în tabelul 2, coloana t_0 reprezintă momentul aprinderii tiristoarelor măsurat în cadrul unui interval T faţă de trecerea prin zero, spre valori pozitive, a tensiunii fazei corespunzătoare tiristorului aflat anterior în conducţie, astfel încît $t_0 = 6.33$ ms este echivalent cu $\alpha_1 = 1.46503$ rad., iar $t_0 = 6.31$ ms cu $\alpha_2 = 1.45875$ rad; coloana a treia, $n_{\text{calculat mediu}}$ reprezintă valorile n_0 ce formează soluţia exactă a ecuaţiilor (3.2) — (3.10), în timp ce coloana a doua reprezintă valoarea instantanee a turaţiei în fiecare moment de aprindere a unui tiristor.

d. Se utilizează, aproximaţia prezentată în subpunctul *c* din paragraful 1, descrisă prin relaţiile (2.2) şi se determină prin sistemul specializat de programe, amintit mai sus, valorile L şi R care conduc la cea mai bună aproximare, în sensul erorii medii pătrate a valorilor cuprinse în coloana a treia a tabelului 2. Rezultatul acestui calcul este cuprins în tabelul 2, coloana a patra; a rezultat $L = 31,85$ mH şi $R = 1.066\ \Omega$, comparativ cu $L_E + L_L + L_K = 0,1 + 30 + 4 = 34,1$ mH, respectiv $R_E + R_L R_K + R_S = 0,26 + 0,1 + 0,1 + 0,6 = 1.06\ \Omega$.

e. În funcţie de necesităţile proiectării sistemului de reglare a turaţiei se poate utiliza acest ultim model şi pentru zona *I*, însoţit de o subrutină suplimentară pentru determinarea anulării turaţiei, sau se poate aplica sistemul specializat de programe pentru stabilirea celei mai bune aproximări a funcţionării motorului în zona *II* sub forma unui sistem de ecuaţii diferenţiale biliniare.

4. Concluzii

Modul de realizare a programului FORTRAN de rezolvare riguroasă a ecuaţiilor (3.2) — (3.10) permite o utilizare comodă, fără a necesita cunoştinţe de programe, decît cel mult modul de introducere a datelor motorului de c.c. şi a schemei din figura 2. Determinarea modelului matematic al ansamblului convertizor — motor de c.c. nu poate fi efectuată convenabil fără ajutorul acestui program, de exemplu, prin determinarea experimentală a funcţiei indiciale a schemei din figura 2 din următoarele două motive: *a* — în domeniul turaţiilor foarte joase schema din figura 2 nu poate funcţiona corect decît în buclă închisă de reglare, astfel încît existenţa regulatorului şi a unor filtre electrice reduc considerabil sensibilitatea metodei de identificare; *b* — existenţa pulsaţiilor turaţiei, precum şi a unor semnale parazite periodice culese la bornele tahogeneratorului necesită o metodă de identificare cu filtrare stohastică a semnalelor considerate, ceea ce complică în mod exagerat problema stabilirii modelului matematic al schemei complexe din figura 2.

Bibliografie

[1] *Möltgen, G.* Thyristoren in der technischen Anwendung. Netzgeführte Stramrichter. Berlin, München 1967 (traducere în limba română), Bucureşti, 1970.

[2] *Brăileanu, Gr.* Metodă generală de proiectare a unei clase de regulatoare neliniare destinate acţionărilor electrice cu tiristoare. Sesiunea de comunicări a Academiei R.S.R., 7—8 noiembrie 1975.

[3] *Brăileanu, Gr.* Modelarea numerică a proceselor liniare continue pentru calculul în regimuri repetitive de mare rapiditate. În Automatica şi Electronica nr, 1. ian-feb 1973.

[4] *Brăileanu, R., Brăileanu, Gr.* Metodă de aproximare a unui subspaţiu al $L^2[-1,1]$, cu aplicaţii la rezolvarea în regim repetitiv de mare rapiditate a ecuaţiilor diferenţiale. În: Buletinul I.P.B. Seminarul de matematică. Print, nr. 8, 1976.

NOTĂ

Aparate din domeniul tehnicii de avertizare și de semnalizare de incendii din combinatul VEB RFT Fernmeldewerk Leipzig

1. Explicarea denumirii

Prin noțiunea „tehnica de avertizare și de semnalizare de incendii" se va înțelege, în expunerea de față, un sistem de aparate și de instalații care servesc atît pentru recunoașterea și semnalizarea timpurie de incendii sau de pericole de incendii, cît și pentru luarea automată de măsuri preventive și înregistrarea documentară a semnalelor.

Complexul menționat cuprinde deci: toate semnlizatoarele automate prevăzute pentru supravegherea parametrilor de incendiu, semnalizatoarele manuale, liniile de transmitere, aprovizionarea cu curent și — complexul cel mai mare — centralele de recepție și de valorificare a semnalelor inclusiv unitățile funcționale, respectiv aparatele necesare pentru prelucrarea semnalelor de intrare, în vederea dirijării spre dispozitivele de alarmă, echipamentele de protecție, spre extinctoare și instalațiile de înregistrare ș.a.m.d.

În afara standardelor naționale diferite pentru acest complex al tehnicii, sînt valabile actualmente, recomandările CA.E.R. adoptate de SKRE cu privire la *„Instalații de avertizare de incendii în linie, cu conductoare"*, *„Avertizoare automate de incendii"*, *„Avertizoare manuale de incendii fără mecanism de codificare"*, iar în ce privește aparatele prevăzute pentru exploatarea pe nave se mai adaugă prevederile valabile în cadrul C.A.E.R. cu privire la supravegherea tehnică și clasificarea în construcția navelor maritime.

2. Sarcinile și exploatarea aparatelor

Exploatarea tehnicii de avertizare de incendii a devenit în ultimele decenii din ce în ce mai importantă. Acest lucru se datorează creșterii concentrării locale a unor mijloace de producție de înaltă productivitate și a altor obiecte de valoare, rezultînd implicit necesitatea de a mări, în mod corespunzător, protecția acestor valori.

Instalațiile menționate au sarcina să creeze premizele necesare pentru a reduce la un minim timpul ce trece, de la producerea unui incendiu sau apariția unui pericol de incendiu, pînă la combaterea acestuia.

Această sarcină se poate rezolva cel mai bine cu instalații care înregistrează și declanșează complet automat toate procesele de la apariția pericolului pînă la combaterea acestuia. Exploatarea unor asemenea instalații automate este însă limitată din punct de vedere economic.

De exemplu, pînă la ora actuală nu a fost justificată o asigurare automată a clădirilor de locuințe, în general, deoarece concentrarea redusă de valori într-un loc nu corespundea, din punct de vedere economic, cheltuielilor enorme necesare pentru o asemenea instalație. Această poziție însă trebuie să fie revizuită eventual, avînd în vedere numărul crescînd al construcțiilor mari de locuințe.

Exploatarea unor instalații de semnalizare de incendii în cartierele de locuințe se limitează în prezent, în mare măsură, la transmisia rapidă a semnalului de alarmă declanșat manual prin semnalizatoare manuale de incendiu la stația de pompieri — Semnalizatoarele de incendiu sînt repartizate în cartierele de locuințe în funcție de condițiile locale și sînt legate cu centrala de semnalizare printr-o rețea specială sau prin rețeaua telefonică.

În toate obiectivele cu o concentrare locală de valori mari sau de importanță economică deosebită, în clădiri cu o aglomerare mare de oameni, precum și în obiective importante neocupate etc. devine necesară exploatarea unor instalații automate. **Combinatul Fernmeldewerk Leipzig** ține cont de cerințele crescînde în ce privește asemenea instalații, prin producția și prin completarea și perfecționarea continuă a aparatelor din domeniul tehnicii de avertizare de incendiu.

3. Sisteme de instalații

Construcția unei instalații de semnalizare de incendiu se poate realiza pe baza a două sisteme diferite și anume pe baza sistemului cu circuite în buclă sau a sistemului de linie.

În cazul instalației cu circuite în buclă, semnalizatoarele sînt conectate în serie într-o conductă inelară ale cărei capete duc la centrală. Fiecare semnalizator al acestui circuit în buclă emite un semn caracteristic din momentul declanșării. Astfel devine posibilă localizarea semnalizatorului declanșat.

Deoarece numărul semnalelor caracteristice diferite nu se poate lărgi nelimitat fără să reclame cheltuieli nejustificabile (în prezent este cunoscută existența unor instalații cu maximum 30 semnale diferite), aceste instalații se pretează numai pentru un număr redus de semnalizatoare. Exploatarea lor este indicată mai ales acolo unde există obiective de suprafață mare care pot fi servite cu un număr mic de semnalizatoare. Acest lucru este valabil, de exemplu, pentru toate instalațiile de semnalizare de incendii din orașe sau din întreprinderi cu un teritoriu vast. Nu este rațională supravegherea automată a obiectivelor cu aceste instalații, însă o supraveghere indirectă este posibilă, deoarece semnalizatoarele cu circuite în buclă pot fi declanșate de la o centrală de sistem de linie pentru semnalizatoare automate. În centrala cu circuite în bucle se semnalizează într-un asemenea caz centrala de sistem de linie declanșatoare. Localizarea în continuare a semnalizatorului trebuie să se efectueze pornind de la ceea ce s-a indicat în centrala de sistem de linie.

Se pare că, în perspectivă, instalațiile cu circuite în bucle în forma actuală vor pierde din importanță, deoarece pentru transmisia semnalizărilor de la semnalizatoarele publice sau de la centralele de sistem de linie la pompieri, se folosesc din ce în ce mai mult rețeaua telefonică și instalațiile de urgență ale poștelor.

Instalațiile în sistemul de linie sînt prevăzute cu precădere pentru supravegherea automată a obiectivelor. Avînd în vedere că semnalizatoarele automate pot asigura o supraveghere eficientă numai pentru o suprafață relativ mică, respectiv o încăpere mică, aceste instalații sînt dotate, în general, cu un număr de semnalizatoare atît de mare încît localizarea semnalului în centrală nu se mai poate extinde la fiecare semnalizator în parte, ceea ce nici nu este necesar deoarece este suficient de a valorifica în complex semnalizatoarele dispuse într-un domeniu de supraveghere ce se poate cuprinde cu privirea. În acest scop, semnalizatoarele respective se concentrează și se leagă cu centrala, prin cîte o pereche de conductoare — așa-numita linie de semnalizare.

4. Semnalizatoare de incendiu

Semnalizatorul automat este prima și cea mai importantă componentă a instalației automate de semnalizare de incendii. Timpul ce trece de la producerea incendiului pînă la combaterea acestuia, depinde aproape în mod exclusiv de sensibilitatea semnalizatorului.

În funcție de principiul lor de funcționare, semnalizatoarele automate de incendiu răspund la anumiți parametri de incendiu cum ar fi temperatura mediului înconjurător, radiația vizibilă sau nevizibilă de temperatură sau aerosoli de fum. La alegerea tipului de semnalizator ce se va exploata, se va ține seama de condițiile speciale ale obiectivului ce urmează să fie protejat.

Pentru cele mai multe cazuri, exploatarea unor semnalizatoare de ionizare va constitui soluția cea mai avantajoasă, avînd în vedere că acestea răspund la efectul gazelor de ardere care, în cazul unui incendiu se produc, în general, înaintea unei încălziri perceptibile și înaintea inflamării. Astfel există posibilitatea de a constata și combate incendii deja în faza în care iau naștere, cu condiția, însă, ca gazele de fum să nu fie deviate de la semnalizator datorită unei convecții dezavantajoase.

Semnalizatorul de ionizare nu se poate exploata dacă parametrii de supravegheat ating deja, în condiții normale, adică fără să existe un pericol de incendiu, valori care duc la declanșarea semnalizatorului sau, dacă există alți factori

care ar putea periclita capacitatea sa de funcţionare. Acest lucru poate fi valabil pentru întreprinderi ale industriei chimice şi petrochimice, ateliere de produse din material plastic şi din cauciuc, ateliere de lăcuit prin stropire, ateliere de automobile, depozite de locomotive, depozite de produse chimice, ateliere de producţie din industria lemnului şi a hîrtiei, precum şi pentru orice altă încăpere în care se înregistrează o dezvoltare considerabilă de praf şi de gaze. În astfel de obiective, siguranţa din punct de vedere al protecţiei împotriva incendiilor trebuie să se garanteze prin semnalizatoare cu alte principii de funcţionare.

În asemenea cazuri există posibilitatea exploatării unor semnalizatoare de temperatură. Faţă de alte semnalizatoare, acesta se va folosi, de preferinţă, acolo unde există pericol de aprindere spontană a bunurilor depozitate, datorită unor temperaturi ridicate, ca de exemplu în magaziile întreprinderilor agricole. În anumite condiţii este posibilă amplasarea semnalizatorului în materialul depozitat. Dimensiunile sale, care pot fi foarte mici, permit uneori montarea lui directă în acele aparate, care, datorită construcţiei şi caracteristicilor de funcţionare, prezintă surse de pericol deosebite, cazuri în care aparatul va servi mai puţin drept semnalizator de incendiu indicînd stări critice.

Construcţia simplă a semnalizatorului de temperatură (în deosebi a semnalizatorului de temperatură maximă) şi ca urmare, preţul redus faţă de alte tipuri de semnalizatoare de asemenea nu poate să scape din vedere la proiectarea instalaţiilor de semnalizare şi de avertizare de incendii. De multe ori, nu se pot justifica cheltuieli mari pentru protecţia unor încăperi secundare, în care eventual un incendiu ar rămîne cu siguranţă localizat o perioadă mai îndelungată de timp fără să producă pagube mari, dacă este suficient asigurată transmisia semnalizării, înaintea extinderii incendiului în alte încăperi. Pentru asemenea scopuri, exploatarea unor transductoare de temperatură este suficientă şi acceptabilă, din punct de vedere economic, în măsura în care aceste semnalizatoare prezintă un nivel tehnic corespunzător.

Semnalizatorul diferenţial de temperatură oferă o valoare mai mare de protecţie decît cel de temperatură maximă, care acţionează în funcţie de viteza schimbării temperaturii mediului înconjurător. Acest semnalizator răspunde la oscilaţii bruşte şi anormale de temperatură, indiferent de temperatura iniţială. Preţul semnalizatorului diferenţial corespunde însă, aproximativ preţului semnalizatorului de ionizare.

Pentru racordarea la centrala de avertizare de incendiu a combinatului Fernmeldewerk Leipzig stau la dispoziţie, la ora actuală, semnalizatoarele de temperatură maximă din seria tip MGT, semnalizatorul de ionizare tip 70 121 şi semnalizatoarele din seria tip MGM, toate produse în R.D.G.

Semnalizatorul de ionizare 70 121 foloseşte drept sursă de radiaţie gazul nobil radioactiv cripton 85, relativ nepericulos. Prin folosirea unor elemente electronice moderne pentru fabricarea amplificatorului de circuit, tensiunea sa de regim a putut fi plasată în domeniul de joasă tensiune. Felul radiatorului şi tensiunea joasă de regim contribuie în mare măsură la reducerea pericolului de accidente, un lucru căruia trebuie să i se acorde o atenţie deosebită la exploatarea unor semnalizatoare de înaltă tensiune şi cu radiaţii periculoase. Astfel, devine posibilă o uşurare sensibilă a lucrărilor de montaj şi de întreţinere a reţelei de semnalizare.

5. Centrala de semnalizare de incendiu tip BWZ

În funcţie de valoarea şi de importanţa obiectivului ce urmează să fie protejat se impun sau se admit valori diferite de protecţie pentru instalaţiile de siguranţă. În vederea limitării domeniilor de aplicare, în standardele din R.D.G. şi în recomandările C.A.E.R. sînt stabilite patru grade de siguranţă prin care se desemnează caracteristicile diferite de funcţionare a instalaţiilor.

Pentru aparate diferite, gradul de siguranţă 3 constituie valoarea cea mai înaltă de protecţie. Cerinţele legate de aceasta se referă, printre altele, la supravegherea reţelei electrice, la alimentarea cu curent, la instalaţia internă de control etc.

Centrala de avertizare BWZ din combinatul Fernmedewerk Leipzig este concepută pentru exploatarea conform gradului de siguranţă 3.

Construcţie. Centrala de avertizare este construită pe bază de elemente tipizate. Carcasa se oferă în două variante şi anume în forma unui dulap şi în forma unui pupitru. Toate unităţile electrice funcţionale, respectiv elementele tipizate, sînt asamblate în blocuri montate în sertare adaptabile. Carcasa şi sertarele constituie unităţi individuale complete, care se livrează separat de către producător şi care se asamblează de către beneficiar, adică, întreprinderile de montaj, corespunzător condiţiilor de exploatare. Din unităţile individuale se pot asambla, în acest fel, un număr mare de variante şi se poate alege construcţia optimă pentru fiecare obiectiv în parte. Există, în orice caz, posibilitatea de lărigre pînă la dotarea completă a carcaselor.

Amenajarea spaţială a liniilor de semnalizare în obiectul care urmează să fie protejat, este prezentată, pe o schemă de obiect, care constituie, de asemenea, un bloc adaptabil. Avînd în vedere că, în general, obiectivele diferite sînt construite în diferite feluri, trebuie să se prevadă o schemă specială pentru aproape fiecare centrală. În acest scop, blocul adoptabil menţionat este conceput variabil. În spatele unei plăci cu rastele de cîte 15 mm, beneficiarul poate monta lămpile indicatoare la alegere. Între placa menţionată şi geamul din faţă se va introduce schema de obiect.

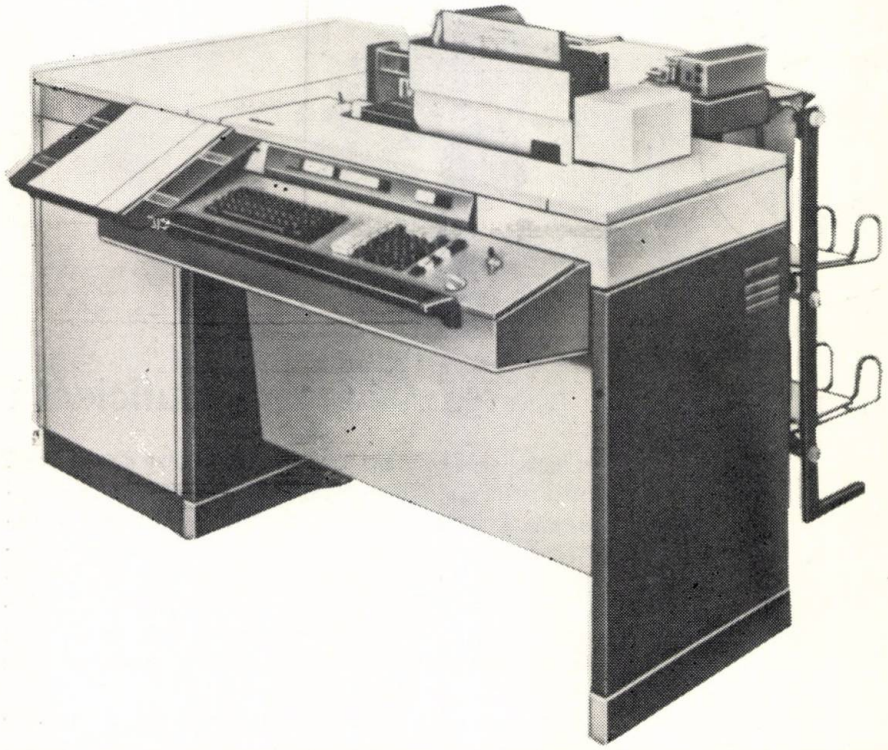
Posibilităţi de dotare. Centrala de avertizare de incendii BWZ poate fi dotată cu cîte 10 semnalizatoare pentru cel mult 60 linii de semnalizare. În funcţie de tipul semnalizatoarelor prevăzute, se vor folosi sertarele tip TME 1, pentru semnalizatoare conectate în serie, sau sertarele tip IME, pentru semnalizatoare conectate în paralel. În acest scop s-au prevăzut trei etaje de dotare, cu elemente la alegere, în cazul execuţiei în formă de dulap şi două etaje în cazul execuţiei în formă de pupitru.

Semnalizări. În afara semnalizării de incendiu centrala mai valorifică următoarele criterii de alarmă: *„avertizare", „alarmă de protecţie a încăperii", deranjamentele „ruptură", „scurt-circuit", „punere la pămînt"* precum şi *apelul de telefon*— Semnalul de *„avertizare"* se poate alege pentru fiecare linie în parte în locul semnalizărilor de incendiu. Singura diferenţă între cele două forme constă în declanşarea diferită a semnalelor de ieşire şi în indicarea separată. Acest fel de semnalizare este prevăzut în deosebi pentru supravegherea unor parametri care prezintă o deviere anormală de la valoarea normală, fără să existe deja un pericol acut. Corespunzător cu aceasta, în caz de avertizare nu se emit semnale de declanşare a semnalizatorului principal, a instalaţiilor automate de protecţie şi a extinctoarelor racordate eventual, precum şi a unor anumite aparate externe de alarmă.

Centrala emite semnalele de *„ruptură"* sau de *„scurt-circuit"* în momentul în care rezistenţa unei linii de semnalizare şi-a schimbat valoarea de repaus cu o valoare inadmisibilă. În ce priveşte punerea la pămînt, se supraveghează conductele de linie.

Printr-un aparat telefonic încorporat în centrală şi un telefon special se pot purta convorbiri telefonice, folosind liniile de semnalizare a temperaturii drept linii de transmisie. În acest scop, în linia respectivă se va intercala un semnalizator cu dispozitiv de racordare a unui telefon. Semnalul de apel se anclanşează de la semnalizator prin introducerea fişei de racordare a aparatului telefonic portabil.

E. Gollisky — Kombinat Fernmeldewerk — Leipzig



daro

1750

Nou în CAER: Prelucrarea magnetică a conturilor

Noul nostru automat electronic de contabilizat magnetic **daro 1750** este în legătură cu pachetele de programe în domeniile financiare, contabile, facturare și calcul, calcularea salariilor, contabilitate și verificare, posibilitatea rezolvării unor probleme complexe. Cu acesta se economisește timpul programatorului.

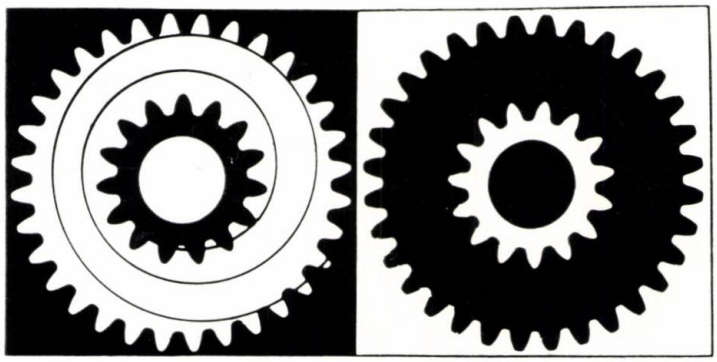
Parametrii optimi de folosire, fiabilitatea înaltă și timpul scurt de așteptare sînt avantajele viitoare ale automatelor **daro 1750**. Se înțelege de la sine că ele conțin și un set de piese de schimb. Cartelele magnetice de cont se livrează la orice dată.

Hardware

Capacitatea memoriei de bază **8 k biți**
Memoria microprogramului **2 048**
Racordarea unității de discuri
Imprimantă cu **178 de poziții** și **100 semne/s**
Tastatură alfanumerică
Posibilitatea de prelucrare a diferitelor formate de conturi
Prin măsurări se pot monta și în încăperi mai mici.
Cereți informații suplimentare.

Büromaschinen — Export GmbH
RDG — 108 Berlin,
Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

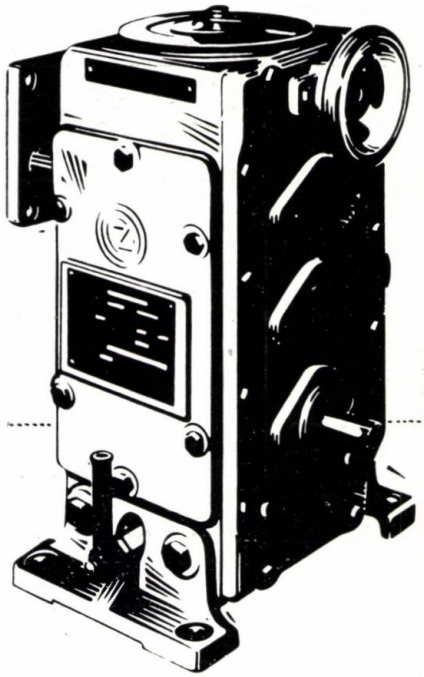
bme



O singură rotaţie a volantului este suficientă

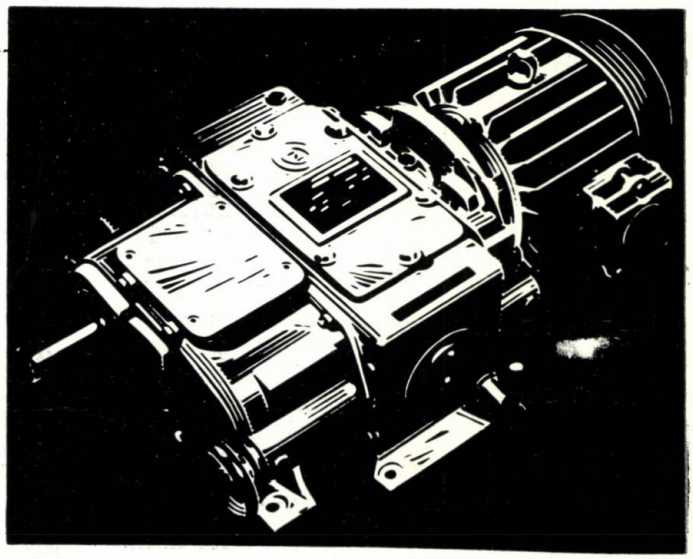
pentru reglarea celei mai convenabile viteze de comandă a unei maşini şi a unui echipament, dacă utilizaţi **variatoarele Z** pentru reglarea continuă a vitezei. Experienţa mare acumulată în cursul fabricării variatoarelor, indicate pentru diverse utilizări în toate ramurile industriale, va fi aplicată în construcţia şi fabricarea variatoarelor conform exigenţelor dv, pentru ceea ce este putere, în privinţa gamei raportului de transmisie şi a modului de reglare.

Variatoarele Z se livrează, de asemenea, pentru exploatări care impun condiţii severe: mediu cu praf, vapori de acizi, temperaturi ridicate etc. Aceste varietoare sînt fabricate în diferite dimensiuni şi prezentări şi echipează mecanismele de transmisie, respectiv cutiile de transmisie, permiţînd utilizarea lor în toate tipurile de comandă.



pragoinvest

P.O.Box. 890 Praga — Republica Socialistă Cehoslovacă



PUBLICOM

PNP CU SILICIU, DE COMUTAȚIE, DE LA ICCE

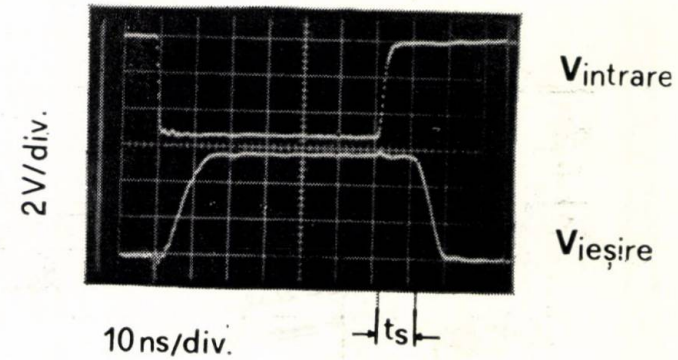
INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU COMPONENTE ELECTRONICE—

ICCE — București, livrează în orice cantități tranzistorul PNP cu siliciu BSX 35. Tehnologia de fabricație, elaborată în întregime la ICCE, asigură un curent rezidual redus ($I_{CES} = 0{,}1$ nA) și o stabilitate excelentă în funcționare a parametrilor electrici. Avînd un curent maxim de colector de 100 mA și o tensiune maximă colector-emitor de 6 V, tranzistorul BSX 35 se livrează în capsule metalice TO 18.

livrează ICCE livrează

PERFORMANȚE ($I_C = 10$ mA):

- Timp de stocare foarte mic ($t_s = 15$ ns).
- Frecvență de tranziție mare ($f_T = 700$ MHz).
- Tensiune de saturație colector-emitor mică ($V_{CEsat} = 0{,}07$ V).
- Cîștig static în curent moderat ($h_{FE} = 70$).



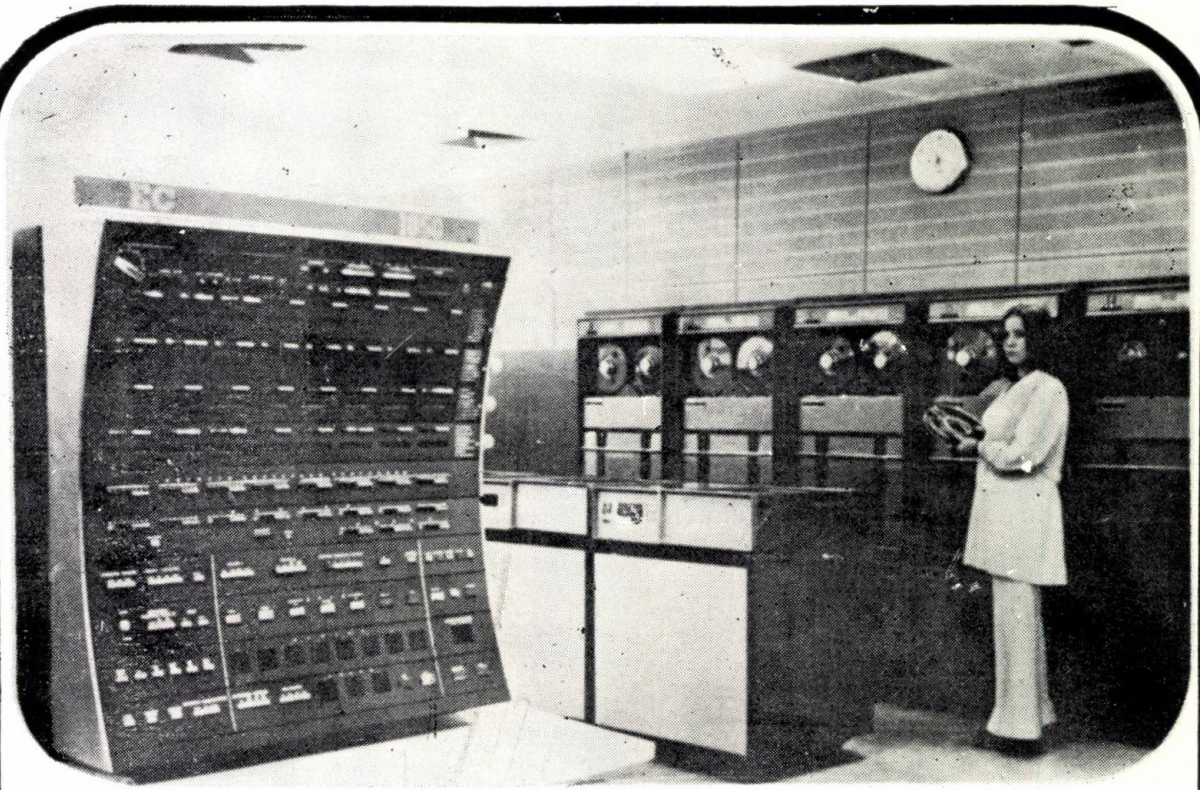
APLICAȚII

- Circuite de emisie-recepție, ceasuri logice, baze de timp pentru memorii în unitățile centrale ale calculatoarelor de medie și mare capacitate din seria FELIX.
- Amplificatoare de citire-înscriere în memorie la mașinile de facturat și contabilizat din familia FC.
- Alte aplicații în tehnica de calcul.

De reținut:

Nu oricine face PNP cu siliciu, de comutație!... Bineînțeles, ICCE livrează și complementarul NPN 2N 709

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)



CALCULATOARE ELECTRONICE

funcţionează cu diferite dispozitive periferice
cu sistem unificat de calcul (SUC)

Modele de SUC	Capacitate de memorare operaţională, k octeţi	Productivitatea medie, mii operaţii/s	Funcţionare multiprogram
SUC-1022	512	80	15 programe de lucru utilizate simultan cu funcţionarea în paralel a procesorului şi dispozitivelor periferice
SUC-1033	512	200	
SUC-1050	1024	500	

Furnizorul asigură:
- executarea lucrărilor de pornire-reglare;
- service de întreţinere rapidă şi eficientă;
- aprovizionarea regulată şi completă cu piese de schimb;
- un înalt nivel de formare a specialiştilor străini.

Exportator : ELORG,
121200, Moscova
G-200, U.R.S.S.
Telefon: 251-39-46
Telex: 7586

ELORG

PUBLICOM

INDUSTRIA TEHNICO-MEDICALĂ

din București, șoseaua Berceni nr. 8, sectorul 5, telefon 83.59.30 — produce o gamă largă de aparate de laborator, cu caracteristici superioare:

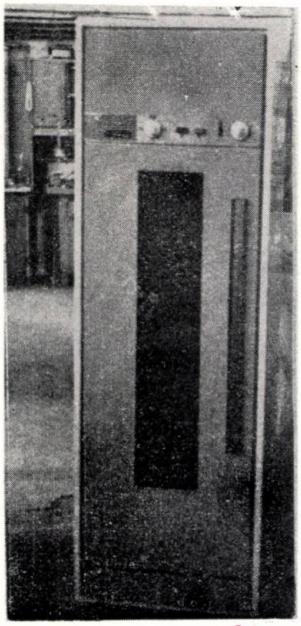
I — Etuvă 50 dm³

II — Etuvă 100 dm³

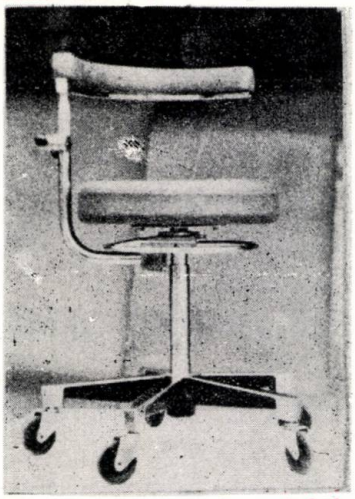
III — Cuptor uscat modele (C.U.M.-2)

IV — Scaun mobil reglabil (S.M.R.-2)

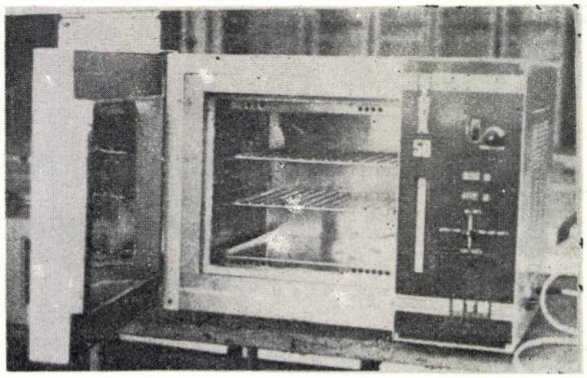
V — Dulap uscat filme radiologice



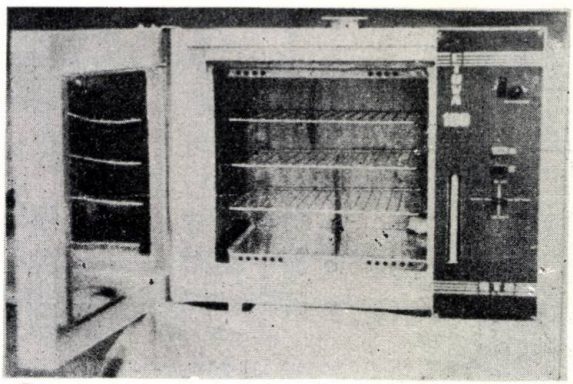
V — **Dulap uscat filme radiologice:**
Temperatura de lucru: 45° C.
Putere absorbită: 30 W (motor)
Putere rezist. incălz.: 2×450 W
Timp de uscare: 30 minute
Tensiune alimentare: 220 V.
Volum util: 0,370 m³



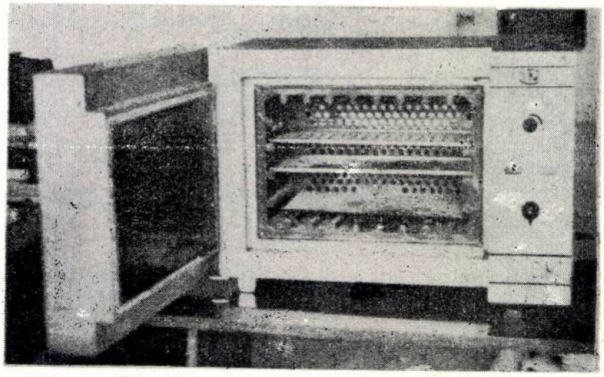
IV — **Scaun mobil reglabil:**
Sarcină max.: 120 daN
Cursă max. piston: 200 mm
Greutate: max. 15 kg



I — **Etuvă 50 dm³:**
Temperatura de lucru: 40°-220° C.
Putere absorbită: 870 W. Tensiune alimentare 220 V.



II — **Etuvă 100 dm³:**
Temperatura de lucru: 40°-220° C.
Putere absorbită: 1 270W. Tensiune alimentare 220 V.



III — **Cuptor uscat modele (C.U.M.-2):**
Temperatura maximă lucru: 350° C.
Putere absorbită: 1 250 W
Volum util: 20 dm³ Tensiune alimentare: 220 V.

Institutul de cercetări pentru componente electronice

livrează **din stoc** dispozitive semiconductoare de înalte performanțe realizate în noua facilitate din str. Erou Iancu Nicolae 32 B

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

- ROB 101 — Amplificator operațional monolitic de generația a II-a (echivalent cu LM 101 — National Semiconductor)
- ROB 709 — Amplificator operațional monolitic (echivalent cu μA 709 — Fairchild)

TRANZISTOARE BIPOLARE

- 2N 709 — Comutator ultrarapid, NPN
- BSX 35 — Comutator ultrarapid, PNP
- 2N 2369 — Comutator rapid NPN
- 2N 2218, 2N 2219 — Amplificatoare de semnal mic de uz general, NPN
- 2N 918 — Amplificator IF de semnal mic, NPN
- 2N 3866 — Amplificator RF de putere, NPN
- ROS 03 — Amplificator JF de semnal mic, NPN

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP **MOS**

- ROS 01, ROS 104 — Tranzistoare cu efect de cîmp MOS/canal P

DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

- ROL 02 — Diodă electroluminiscentă cu GaAsP (roșu)
- ROL 21, ROL 22 — Fotodiode planare cu siliciu
- ROL 11 — Celulă fotovoltaică cu siliciu
- ROL 31, ROL 32 — Fototranzistoare planare cu siliciu

ICCE CERCETEAZĂ PRODUCÎND. ICCE LIVREAZĂ

Livrează ICCE

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)

O noutate în familia **Miniordinatoarelor** sovietice, ansamblul SM-1

Destinație :
— constituirea unor sisteme de gestiune automatizată simplă, cu o nivelă pentru controlul procedeelor tehnologice ;
— adaptarea la nivelul inferior a sistemelor ierarhizate complexe în combinație cu ansamblele de calcul **ASVT-M** și cu ordinatoarele din seria **ES** și altele ;
— executarea operațiilor de calcule inginerești.

Posibilități :
— capacitate mare : circa 400 000 operații gen adunare pe secundă ;
— sistem de control și de diagnostic foarte dezvoltat ; repunerea automată în funcțiune a sistemului în caz de oprire accidentală ; automatizarea sarcinii inițiale a programelor și a punerii în funcțiune a sistemului.

Asigură :
— compatibilitate totală cu procesoare M-600/M-7000 a ansamblelor de calcul **ASVT-M** în ceea ce privește logicitatea și a interface intrare-ieșire ;
— extinderea sistemului de instrucțiuni cu ajutorul jocurilor de instrucțiuni complementare standard și al instrucțiunilor speciale ale utilizatorului.

Exportator: **TECHMASHEXPORT**

str. Mosfilmovskaia, 35, 117330 Moscova, U.R.S.S.
Telefon: 147 15 62; Telex : 7568

PUBLICOM

Fiabilitatea? Noi nu o comentăm, noi o garantăm

1 Aveţi probleme în privinţa măsurării tranzistoarelor? Încercaţi atunci tranzistormetrele **BM 529.**

2 Tranzistormetrul BM 529 este un aparat de înaltă calitate care permite măsurarea parametrilor fundamentali în tensiune continuă şi alternativă a tranzistoarelor F.E.T. şi a diodelor de putere mică şi medie printr-o largă gamă reglabilă de manieră continuă a punctelor de lucru de la 0 V la 25 V şi de la 10 nA la 100 mA.

3 BM 529 este echipat cu un amplificator de măsură a tensiunilor şi intensităţilor continue şi alternative, cu două surse reglabile şi un selector de game şi de funcţiuni.

4 Posibilităţile de aplicare a **BM 529** sînt foarte largi, putînd fi utilizat la încercările de funcţionare a tranzistoarelor şi F.E.T. conectate în circuite şi la verificarea funcţionării tiristoarelor, diodelor şi triacurilor.

5 Datorită consumului propriu minim şi stabilităţii instrumentelor de măsură încastrate este posibilă măsurarea foarte simplă, în gama menţionată mai sus, a caracteristicilor în volţiamperi a dipolilor şi cuadripolilor.

6 Exportatorul exclusiv al acestui material este Intreprinderea de comerţ exterior **KOVO** care vă va furniza, de asemenea, toate informaţiile necesare.

TESLA

BM 529

Exportatorul exclusiv al acestui aparat este Intreprinderea de comerţ exterior care vă furnizează, totodată, toate informaţiile necesare.

EXPORT IMPORT **KOVO** PRAHA CZECHOSLOVAKIA

U.S. MAIL STAMP

E 2040

REFERATIVA

R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 25 • Nr. 8 • NOIEMBRIE 1977

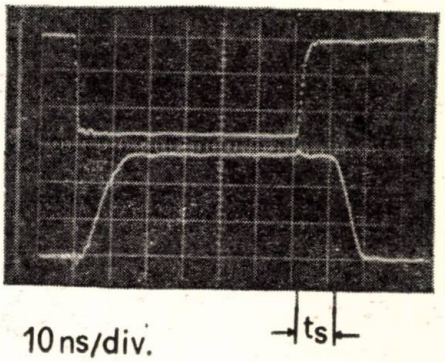
PNP CU SILICIU, DE COMUTAȚIE, DE LA ICCE

INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU COMPONENTE ELECTRONICE—

ICCE — București, livrează în orice cantități tranzistorul PNP cu siliciu BSX 35. Tehnologia de fabricație, elaborată în întregime la ICCE, asigură un curent rezidual redus ($I_{CES} = 0{,}1$ nA) și o stabilitate excelentă în funcționare a parametrilor electrici. Avînd un curent maxim de colector de 100 mA și o tensiune maximă colector-emitor de 6 V, tranzistorul BSX 35 se livrează în capsule metalice TO 18.

PERFORMANȚE ($I_C = 10$ mA):

- Timp de stocare foarte mic ($t_s = 15$ ns).
- Frecvență de tranziție mare ($f_T = 700$ MHz).
- Tensiune de saturație cclector-emitor mică ($V_{CEsat} = 0{,}07$ V).
- Cîștig static în curent moderat ($h_{FE} = 70$).



APLICAȚII

- Circuite de emisie-recepție, ceasuri logice, baze de timp pentru memorii în unitățile centrale ale calculatoarelor de medie și mare capacitate din seria FELIX.
- Amplificatoare de citire-înscriere în memorie la mașinile de facturat și contabilizat din familia FC.
- Alte aplicații în tehnica de calcul.

De reținut:

Nu oricine face PNP cu siliciu, de comutație!...
Bineînțeles, ICCE livrează și complementarul NPN 2N 709

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)

1973 JAN 6

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 25 Nr. 8 noiembrie 1977

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.32 – 8

ACŢIONĂRI ELECTRICE
CONVERTIZOR STATIC DE FRECVENŢĂ
REGLARE

Ciofu, V., Dan, I., Serbu, V., Rădulescu, V. : **Sistem de reglare a unei acţionări cu motor sincron lent de mare putere, alimentat prin convertizor static de frecvenţă.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, nov 1977, p. 303

În lucrare se prezintă principiile şi structura unui sistem de acţionare cu motor sincron lent comandat în regim autocondus, alimentat printr-un convertizor direct de frecvenţă, sistem ce se utilizează la antrenarea morilor de ciment de mare capacitate.

CZ 621.315 : 621.316.1

TRANSPORT DE ENERGIE ELECTRICĂ
CABLURI CRIOGENICE
INSTALAŢII DE RĂCIRE

Puşcaşu, S., Isar, I. : **Probleme constructive ale cablurilor electrice criogenice.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, nov 1977, p. 305

Pornindu-se de la limitele existente, în prezent, în transportul de energie electrică cu parametri ridicaţi, prin sisteme convenţionale, în lucrare sînt precizate : principalele avantaje ale utilizării unor mijloace neconvenţionale, reprezentate prin cabluri criogenice sub şi supracritice, unele soluţii constructive, precum şi perspectivele realizării şi utilizării cablurilor supraconductoare.

CZ 621.314.54

ECHIPAMENTE DE FORŢĂ CU TIRISTOARE
MODUL TIRISTOR
CONVERTIZOARE DE PUTERE

Dan, I., Rădulescu, V., Dumitru, Gh. : **Echipament cu tiristoare de putere în construcţie modulată pentru instalaţii de acţionare.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, nov 1977, p. 312

În lucrare se prezintă o serie tipizată de echipamente de forţă cu tiristoare, în construcţie modulată, ce stă la baza instalaţiilor de mare putere sau a altor redresoare comandate cu comutaţie de la reţea. Răcirea echipamentului este asigurată în două variante : forţată în circuit deschis şi forţată în circuit închis cu schimbător de căldură aer-apă. Elementul primar al echipamentului îl constituie un modul tiristor de 400 A, 3 000 V, în construcţie debroşabilă sub tensiune. Domenii de utilizare : redresoare comandate pentru acţionări de motoare de c.c. ; convertizoare de frecvenţă pentru acţionarea motoarelor asincrone şi sincrone cu puteri pînă la 6 MW ş.a.

CZ 621.318.3

CÎMP ELECTROMAGNETIC
CONCENTRATOR DE CÎMP
SCHEME ECHIVALENTE
DEFORMARE ELECTROMAGNETICĂ

Şerbănescu, M. : **Scheme echivalente ale concentratorilor de cîmp.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, nov 1977, p. 317

Se stabilesc schemele echivalente pentru principalele tipuri de concentratori de cîmp utilizate la deformarea electromagnetică.

CZ 621.313.322 – 81 : 537.312.62

TURBOGENERATOARE
EXCITAŢIE SUPRACONDUCTOARE
STADIUL ACTUAL
PERSPECTIVE

Atanasiu, Gh. : **Turbogeneratoare de mare putere cu înfăşurare de excitaţie supraconductoare.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, nov 1977, p. 322

În lucrare se prezintă stadiul actual şi unele consideraţii constructive şi de proiectare ale turbogeneratoarelor de mare putere, cu înfăşurări de excitaţie supraconductoare. Utilizarea supraconductoarelor în sistemul de excitaţie permite mărirea puterii unitare, la valori calculate pînă la 10 000 kVA, precum şi creşterea randamentului şi a puterii specifice. Aceste tipuri de maşini electrice prezintă atît avantaje tehnice, cît şi economice.

CZ 669.184.146 : 621.316

CONVERTIZOR DE FRECVENŢĂ
CIRCUITE CU TIRISTOARE
CALCULATOR NUMERIC

Ludu, N., Iordache, M. : **Calculul convertizorului static de frecvenţă de 500 Hz asistat de calculatorul numeric.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, nov 1977, p. 326

În lucrare se prezintă o metodă originală şi eficientă de calcul al convertizorului static de frecvenţă de 500 Hz pe calculatorul numeric, metodă ce poate fi utilizată cu mult succes şi pentru analiza altor tipuri de circuite cu tiristoare.

CZ 621.316

INVERTOR TRIFAZIC
CIRCUIT DE STINGERE

Bircă-Gălăţeanu, Ş. : **Analiza circuitului de stingere al unui invertor trifazic.**
E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, nov 1977, p. 330

Folosind modelarea tiristorului cu componente simple, este analizat circuitul comun de stingere al unui invertor trifazic cu tiristoare, cu sarcină rezistivă şi inductivă. Sînt deduse relaţii de proiectare simple pentru cele două situaţii.

NOTĂ

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „*ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA*“ *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)*, al *Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* — Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „*INFORMAŢIA*“, Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 7546. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.32–8

ПРИВОДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ СТАТИЧЕСКИЙ
РЕГУЛИРОВАНИЕ

Чофу, В., Дан, И., Шербу, В., Рэдулеску, В.: **Системы регулирования привода с медленным синхронным двигателем большой мощности, питаемая через статистический преобразователь частоты.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, ноябрь 1977, стр. 301

В работе представлены принципы и структура системы привода с медленным синхронным двигателем, управляемая в режиме самоуправления, питаемая через прямой преобразователь частоты. Система применяется для запуска цементных мельниц большого объема.

УДК 621.315 :621.316.1

ПЕРЕДАЧА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ
КАБЕЛИ КРИОГЕННЫЕ
УСТАНОВКИ ОХЛАЖДЕНИЯ

Пушкару, С., Исар, И.: **Конструктивные вопросы электрических криогенных кабелей.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, ноябрь 1977, стр. 305

Исходя от существующих в настоящее время, пределов в передаче электроэнергии с высокими параметрами, посредством условных систем в работе уточняются: основные преимущества применения условных средств, представленных криогенными под- и сверхкритическими кабелями, некоторые конструктивные решения, а также перспективы осуществления и использования сверхпроводниковых кабелей.

УДК 621.314.54

ОБОРУДОВАНИЕ МОЩНОЕ С ТИРИСТОРАМИ
МОДУЛЬ ТИРИСТОР
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Дан, И., Рэдулеску, В., Думитру, Г.: **Тиристорное мощное оборудование в модульном исполнении для приводных установок.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, ноябрь 1977, стр. 312

В работе преставлена типизированная серия мощного тиристорного оборудования, в модульном исполнении, стоящая в основе установок большой мощности или других управляемых преобразователей с коммутацией от сети. Охлаждение оборудования обеспечивается двумя вариантами: принужденное с открытой цепью и принужденное с закрытой цепью при наличии теплообменника воздух-вода. Первичным элементом оборудования является тиристорная модуль 400 А, 3 000В, в исполнении, позволяющем отключение под нагрузкой. Области применения: преобразователи частоты для привода асинхронных и синхронных двигателей мощностью до 6МВт и др.

УДК 621.318.3

ПОЛЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ
КОНЦЕНТРАТОР ПОЛЯ
СХЕМЫ ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ
ДЕФОРМИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ

Шербэнеску, М.: **Эквивалентные схемы концентраторов поля**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, ноябрь 1977, стр. 317

Устанавливаются эквивалентные схемы для главных типов концентраторов поля, применяемых при электромагнитном деформировании.

УДК 621.313.322–81 : 537.312.62

ТУРБОГЕНЕРАТОРЫ
ВОЗБУЖДЕНИЕ СВЕРХПРОВОДНИКОВОЕ
СТАДИЯ НАСТОЯЩАЯ
ПЕРСПЕКТИВЫ

Атанасиу, Г.: **Турбогенератор большой мощности со сверхпроводниковой обмоткой возбуждения.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, ноябрь 1977, стр. 322

В работе представлены настоящая стадия и некоторые конструктивные и проектное соображения относительно турбогенераторов большой мощности, со сверхпроводниковыми обмотками возбуждения. Применение сверхпроводников в системе возбуждения позволяет повышение единичной мощности, при значениях расчитанных до 10 000 КВА, а также повышение КПД и удельной мощности. Данные типы электрических машин представляют преимущества технического и экономического порядка.

УДК 669.184.146 : 621.316

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ
ЦЕПИ ТИРИСТОРНЫЕ
МАШИНА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ЦИФРОВАЯ

Луду, Н.,Иордаке, М.: **Вычисление статистического преобразователя частоты 500 ГЦ при наличии цифровой ЭВМ.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, ноябрь 1977, стр. 326

В работе представлен оригинальный и эффективный метод вычисления статистического преобразования частоты 500 ГЦ на цифровой вычислительной машине. Метод, который может быть применен с успехом и для анализа других типов тиристорных цепей.

УДК 621.316

ЦЕПЬ ГАШЕНИЯ
ТРЁХФАЗНЫЙ ИНВЕРТЁР

Быркэ-Гэлэцяну, Ш.: **Анализ цепи гашения трёхфазного инвертёра**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, ноябрь 1977, стр. 330

Применяя моделирование тиристора с простыми составными, анализируется общая цепь гашения тиристорного трёхфазного инвертёра, с индуктивной и резистивной нагрузкой. Выведены, для двух положений, простые проектные отношения.

НОТА

INHALT

DK 621.313.32–8

ELEKTRISCHE ANTRIEBE
RUHENDER FREQUENZUMFORMER
REGELUNG

Ciofu, V., Dan, I., Şerbu, V., Rădulescu, V. : **Ein Regelungssystem für den Antrieb mit einen langsamen Synchronmotor, mit hoher Leistung, der durch einen ruhenden Frequenzumformer gespeist wird.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, Nov. 1977, S. 301

Die Antrieb beschreibt die Grundsätze und die Struktur eines Antriebsystems mit langsamen Synchronmotor, der durch selbstgeleiteten Betrieb gesteuert wird, gespeist durch einen direkten Frequenzumformer; ein System das zum Antrieb von Zementmühlen mit grossen Rauminhalt dient.

DK 621.315 : 621.316.1

KRAFTÜBERTRAGUNG
KRYOGENE KABEL
KALTEANLAGEN

Puşcaşu, S., Isar, I. : **Bauprobleme der elektrischen kryogenen Kabel.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, nr. 8, Nov. 1977, S. 305

Von den heute bestehenden Grenzen, für die Kraftübertragung mit hohen Parametern, mit den herkömmlichen Systemen ausgehend, beschreibt die Arbeit die Hauptvorteile der Verwendung von unkonventionellen Mitteln, dargestellt durch kryogene unter-und überkritische Kabel, sowie die Aussichten den Herstellung und Verwendung von supraleitfähigen Kabeln.

OSZTÁLYOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1983 1973 JAN 26

SUMMARY

DK 621.314.54

KRAFTAUSRUSTUNGEN MIT TYRISTOREN
TYRISTOR-MODELL
LEISTUNGSUMWANDLER

Dan, I., Rădulescu, V., Dumitru, Gh. : **Leistungstyristoren — Ausrüstung in Modul-Bauweise für Antriebsanlagen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, Nr. 8, Nov. 1977, S. 312

Die Arbeit beschreibt eine einheitliche Serie von Kraftausrüstungen mit Tyristoren in Modul-Bauweise, welche die Basis für die Hochleistungsanlegen oder anderen vom Netzschaltern gesteuerten Gleichrichtern bildet. Die Kühlung der Ausrüstung wird in zwei Varianten sichergestellt : Zwangskühlung in offenen Kreislauf und Zwangskühlung in geschlossenen Kreislauf mit Temperaturwechsler für Luft und Wasser. Das primäre Element der Ausrüstung besteht aus einen Tyristor-Modul von 400 A, 3000 V, in einer unter Spannung ausschaltbarer Bauweise.

Anwendungsgebiete : Gesteuerte Gleichrichter für den Antrieb von Gleichstrommotoren, Umrichter für den Antrieb von Asynchron-und Synchronmotoren mit Leistungen bis zu 6MW, u.s.w.

DK 621.318.3

ELEKTROMAGNETISCHES FELD
FELDVERDICHTER
ERSATZSCHALTUNG

Şerbănescu, M. : **Ersatzschaltungen für Feldverdichter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, nr. 8, Nov. 1977, S. 317

Es werden die Ersatzschaltungen für die Hauptypen von Feldverdichtern, die bei der elektromagnetischen Verformung benutzt werden, festgelegt.

DK 621.313.322–81 : 537.312.62

TURBOGENERATOREN
SUPRALEITENDE ERREGER
HEUTIGEN STAND
AUSSICHTEN

Atanasiu, C. : **Turbogeneratoren mit grosser Leistung, mit einer supraleitenden Erregerwicklung.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, nr. 8, Nov. 1977, S. 322

Die Arbeit beschreib den heutigen Stand und bringt einige Bemerkungen zum Entwurf und Bau von Turbogeneratoren mit grosser Leistung, mit supraleitenden Erregerwicklungen. Die Verwendung von supraleitern im Erregersystem, gestattet die Vergrösserung der einheitlichen Leistung, auf bis zu 10.000 kVA berechnete Werte, sowie die Vergrösserung Typen elektrischer Maschinen besitzen sowohl technische als auch wirtschaftliche Vorteile.

DK 669.184.146 : 621.316

FREQUENZUMFORMER
STROMKREISE MIT TYRISTOREN
DIGITALRECHNER

Ludu, N., Iordache, M. : **Die Berechnung des ruhenden Frequenzumformers für 500 Hz, mit Hilfe eines Digitalrechners.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, nr. 8, Nov. 1977, S. 326

Die Arbeit beschreibt eine neue und wirksame Berechungsmethode des ruhenden Frequenzumformers für 500 Hz, auf den Digitalrechner ; diese Methode kann auch für die Analyse anderer Typen von Stromkreisen mit Tyristoren, mit guten Erfolgt angewendet werden.

DK 621.316

DREHRICHTER
LÖSCHKREISE

Bircă-Gălăţeanu, S. : **Die Analyse des Löschkreises eines Drehrichters.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, Nr. 8, Nov. 1977, S. 330

Mit Hilfe der Nachbildung des Thyristors mit einfachen Elementen, wird der gemeinsame Löschkreis eines Drehrichters mit Tyristoren, mit induktionsfreier und induktiver Belastung analysiert.

Es werden einfache Projektierungsbeziehungen für die beiden Lagen hergeleitet.

DC 621.313.33–8

ELECTRIC DRIVES
FREQUENCY STATIC CONVERTER
REGULATION

Ciofu, V., Dan, I., Şerbu, V., Rădulescu, V. : **Regulation System of a High Power Slow Synchronous Motor Drive Supplied by a Frequency Static Converter.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, N. 8, Nov. 1977, p. 301

The work presents the slow synchronous motor drive system structure and principle, operated in a self controlled regime, supplied by a direct frequency converter ; this system is used for the great power cement mill driving.

DC 621.315 : 621.316.1

ELECTRIC ENERGY TRANSPORT
CRYOGENIC CABLE
COOLING INSTALLATIONS

Puşcaşu, S., Isar, I. : **Cryogenic Electric Cables Constructing Problems.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, N. 8, Nov. 1977, p. 305

Starting from the present existent constraints, concerning the high parameter electric energy transport by means of the conventional systems, the work presents : the main advantages of using nonconventional means, represented by the sub- and supercritical cryogenic cables, some construction solutions, as well as the superconducting cables realization and utilization perspectives.

DC 621.314.54

THIRISTOR POWER EQUIPMENT
THIRISTOR MODULE
POWER CONVERTERS

Dan, I., Rădulescu, V., Dumitru, Gh. : **Power Thiristor Equipment in a Modulated Construction Used for Driving Installations.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, N. 8, Nov. 1977, p. 312

The work presents a standardized thiristor power equipment, in a modulated construction, which in the basis of the great power installations or of network switched controlled rectifiers. The cooling of the equipment is achieved in two ways : forced in an open circuit and forced in a closed circuit with an air-water heat changer. The primary element of the equipment is represented by a 400 A, 3000 V thiristor module, built in such a way as to be disconnected while still under tension. Utilization areas : controlled rectifiers for c.c. motor drives ; frequency converters for the asynchronous and synchronous motor drives with powers up to 6 MW, a.s.o.

DC 621.318.3

ELECTROMAGNETIC FIELD
FIELD CONCENTRATION
EQUIVALENT CIRCUIT
ELECTROMAGNETIC DEFORMATION

Şerbănescu, M. : **Equivalent Circuits of the Field Concentrators.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, N.8, Nov. 1977, p. 317

There are established the equivalent circuits for the main field concentrator types used for the electromagnetic deformation.

DC 621.313.322–81 : 537.312.62

TURBO-GENERATORS
SUPERCONDUCTING EXCITATION
PRESENT STAGE
PERSPECTIVES

Atanasiu, Gh. : **High Power Turbo-generators with a Superconducting Excitation Winding.**

E.E.A. — **Electrotehnica 25**, N. 8, Nov. 1977, p. 322

The work deals with the present stage of development, making also some considerations concerning the construction and design aspects of the high power turbo-generators,

with superconducting excitation winding. Using the superconductors in the excitation system, enables the unitary power increase, to values calculated up to 10.000 kVA, as well as the efficiency and specific power increment. These types of electrical machines have great technical and economical advantages.

DC 669.184.146 : 621.316

FREQUENCY CONVERTER
THIRISTOR CIRCUITS
DIGITAL COMPUTER

Ludu, N., Iordache, M. : **The 500 Hz Frequency Static Converter Computation Provided by the Digital Computer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, No 8, Nov. 1977, p. 326

The work presents an original and efficient computing method of a 500 Hz frequency static converter, on a digital computer, a method which can also be used successfully for the analysis of other thiristor circuit types.

DC 621.316

THREE-PHASE INVERTER
TURN-OFF CIRCUIT

Bircă-Gălăţeanu, S. : **The Analysis of a Three-Phase Inverter Turn-Off Circuit.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, N 8, Nov. 1977, p. 330

The common turn-off circuit of a three-phase S.C.R. inverter with resistive and inductive load is analysed using S.C.R. modelling with simple components.
Simple design relations are obtained for the two cases.

NOTE

SOMMAIRE

CD 621.313.32 – 8

ACTIONNEMENTS ELECTRIQUES
CONVERTISEUR STATIQUE DE FREQUENCE
REGLAGE

Ciofu, V., Dan, I., Şerbu, V., Rădulescu, V. : **Un système de reglage d'un actionnement avec moteur synchrone lent de grande puissance alimenté par un convertiseur statique de fréquence.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, No. 8, nov. 1977, p. 301

Dans l'ouvrage on présente les principes et la structure d'un système d'actionnement avec un moteur synchrone lent commandé en régime autoconduit alimenté par un convertiseur direct de fréquence, système qui est utilisé pour entraîner les moulins à ciment de grande capacité.

CD 621.315 : 621.316

TRANSPORT DE L'ENERGIE ELECTRIQUE
CABLES CRYOGENIQUES
INSTALLATIONS DE REFRIGERATION

Puşcaşu, S., Isar, I. : **Problèmes constructifs des câbles électriques cryogéniques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, No. 8, nov. 1977, p. 305

En partant des limites existantes en présent, dans le transport de l'energie électrique aux paramètres élevés à l'aide des systèmes conventionnaux, dans l'ouvrage sont précisés : les principaux avantages de l'utilisation de certains moyens non-conventionnaux représentés par des câbles, cryogéniques sous et surcritiques, des solutions constructives, tout comme les perspectives de réaliser et utiliser les câbles surconducteurs.

CD 621.314.54

EQUIPEMENTS DE PUISSANCE
AUX THYRISTORS
MODULE THYRISTOR
CONVERTISEURS DE PUISSANCE

Dan, I., Rădulescu, V., Dumitru, Gh. : **Equipement aux thyristors de puissance en construction modulée pour des installations d'actionnement.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, No. 8, nov. 1977, p. 312

Dans l'ouvrage on présente une serie standardisée d'équipements de puissance aux thyristors, en construction modulée, qui sert de fondement pour les installations de grande puissance ou pour d'autres redresseurs com mandés avec commutation du reseau. Le refroidissement de l'equipement est assuré en deux variantes : forcée en circuit ouvert et forcée en circuit fermé avec un échangeur de chaleur aireau.

L'élement primaire de l'équipement consiste dans un modulethyristor de 400 A, 3 000 V, qui peut être deconnecté sous tension. Domaines d'utilisation : redresseurs commandés pour des actionnements de moteurs de c.c., convertiseur de fréquence pour actionner les moteurs asynchrones et synchrones avec puissances jusqu'à 6 MV.

CD 621.318.3

CHAMP ELECTROMAGNETIQUE
CONCENTRATEUR DE CHAMP
SCHEMAS EQUIVALENTS
DEFORMATION ELECTROMAGNETIQUE

Şerbănescu, M. : **Schémas équivalents des concentrateurs de champ.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, No. 8, nov. 1977, p. 317

On établit les schémas équivalents pour les principaux types de concentrateurs de champ utilisés à la deformation électromagnetique.

CD 621.313.322 – 81 : 537.312.62

TURBOGENERATEURS
EXCITATION SURCONDUCTRICE
STADE ACTUEL
PERSPECTIVES

Atanasiu, Gh. : **Turbogénérateurs de grande puissance avec un enroulement d'excitation surconductrice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, No. 8, nov. 1977, p. 322

Dans l'ouvrage on présente le stade actuel et certains considérations constructives et de conception des turbogénérateurs de grande puissance, aux enroulements d'excitation surconductrice. L'utilisation des surconducteurs dans le système d'excitation permet l'augmentation de la puissance unitaire, aux valeurs calculées jusqu'à 10 000 kVA, ainsi que l'augmentation du rendement et de la puissance spécifique. ces types de machines électriques présentent des avantages autant techniques qu'économiques.

CD 669.184.146 : 621.316

CONVERTISEUR DE FREQUENCE
CIRCUITS AUX THYRISTORS
CALCULATEUR DIGITAL

Ludu, N., Iordache, M. : **Le calcul de convertiseur statique de fréquence de 500 Hz assisté d'un calculateur digital.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, No. 8, nov. 1977, p. 326

Dans l'ouvrage on présente une methode originale et efficiente pour le calcul du convertiseur statique de fréquence de 500 Hz sur le calculateur numérique, methode qui peut être utilisée avec beaucoup de succes pour analyser d'autres types de circuits aux thyristors.

CD 621.316

INVERTEUR TRIPHASÉ
CIRCUIT D'EXTINCTION

Bircă-Gălăţeanu, S. : **L'analyse du circuit d'extinction d'un inverteur triphasé.**

E.E.A. – **Electrotehnica 25**, No. 8, nov. 1977, p. 330

On analyse le circuit commun d'extinction d'un inverteur triphasé aux thyristors avec charge résistive et inductive, en utilisant un modèle de thyristor avec des composants simples. On obtient des relations simples pour le calcul du circuit, dans les deux cas.

NOTE

CZ 621.313.32-8

Sistem de reglare a unei acţionări cu motor sincron lent de mare putere, alimentat prin convertizor static de frecvenţă

VALERIAN CIOFU, ION DAN, VIORICA ŞERBU, VASILE RĂDULESCU* — BUCUREŞTI

1. Generalităţi

Un domeniu important de aplicare a tehnicii acţionărilor reglate de mare putere la turaţii mici, îl constituie morile de ciment sau de minereuri. Este vorba de mori tubulare, cu o capacitate de măcinare de ordinul a 3 000 t/zi, care necesită o acţionare de 5,5 MW la o turaţie de 12—14 rot/min [1, 2].

Tendinţa de creştere a capacităţii morilor şi deci şi a puterii motoarelor de acţionare este clară şi astăzi se vorbeşte de unităţi care vor cere o putere la motor de 8 MW sau 10 MW.

În acest domeniu de puteri, soluţiile clasice de acţionare cu motor asincron şi reductor mecanic nu mai corespund, întrucît la o putere de 4,2 MW, spre exemplu, se ajunge la un reductor cu o greutate de circa 200 t. Cu cîţiva ani în urmă a apărut ideea acţionării directe cu un motor sincron lent, montat pe moară şi alimentat prin convertizor static de frecvenţă de tip cicloconvertor (fig. 1).

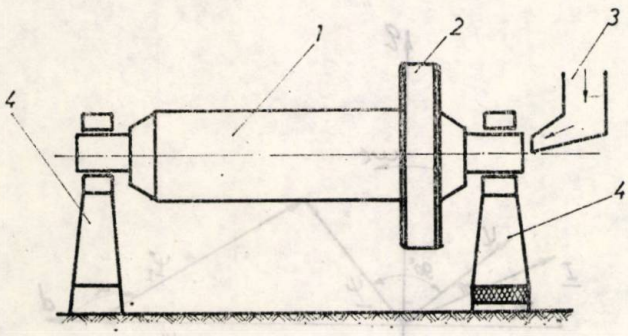


Fig. 1. Moară tubulară antrenată direct de un motor sincron inelar: *1* — moară tubulară; *2* — motor sincron inelar; *3* — dispozitiv de încărcare; *4* — lagăr.

Noua soluţie cîştigă teren şi în momentul de faţă sînt în funcţiune, în diverse ţări, sau se găsesc în diverse faze de pregătire, zeci de acţionări, număr comparabil în orice caz cu al acţionărilor clasice de aceeaşi putere.

Principalele avantaje care impun soluţia sînt:

— funcţionarea la turaţie reglabilă perfect adaptată la cerinţele procesului tehnologic şi cu posibilitate de optimizare a regimului de turaţie, prin conducere de un calculator de proces;

— simplitate mecanică, întrucît reductorul şi motorul sincron se înlocuiesc cu un motor extrem de simplu constructiv, executat după o tehnică similară cu a hidrogeneratoarelor şi cu un echipament de electronică de putere;

— siguranţă mare în exploatare şi disponibilitate mare datorită lipsei aproape totale a pieselor de uzură — cel mai grav accident care poate apare la partea de convertizor, poate fi rezolvat într-un timp minim prin înlocuirea unor module sau chiar dulapuri întregi, spre deosebire de defecte echivalente la reductor, care nu pot fi rezolvate decît într-un timp mult mai lung;

— preţul este avantajos, dat fiind că circa 50% din preţ revine sistemului de electronică de putere care este singurul domeniu unde asistăm la scăderea continuă a preţurilor.

2. Caracteristica de cuplu a morilor cu bile

Cuplul rezistent al morii se compune din cuplul de frecări în lagăre şi din cuplul care apare prin plasarea excentrică a încărcăturii de bile şi de material în timpul rotirii. Excentricitatea maximă se stabileşte practic de la turaţii mici, după cum se arată în figura 2. Caracteristica $M = f(n)$ are forma din figura 3.

După cum se vede în figura 3, în cea mai mare parte a domeniului, cuplul este aproape

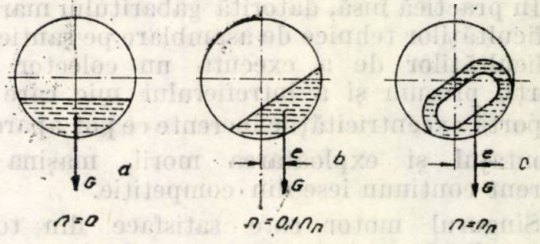


Fig. 2. Poziţia încărcăturii morii în repaus şi la diferite viteze: a — viteza $n = 0$; b — viteza $n = 0{,}1\ n_n$; c — viteza $n = n_0$.

---

* Ing. *Ciofu, V.* este director adjunct ştiinţific, ing. *Dan, I.*, şef laborator redresoare, ing. Şerbu, V. şi ing. *Rădulescu, V.*, cercetători ştiinţifici la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — Bucureşti.

constant. Este de menționat că la pornire, cînd materialul începe să se prăvălească, apar variații bruște de cuplu care trebuie avute în vedere la dimensionarea instalației de acționare și la acordarea buclelor de reglaj. Timpul de accelerare a morii nu este o condiție

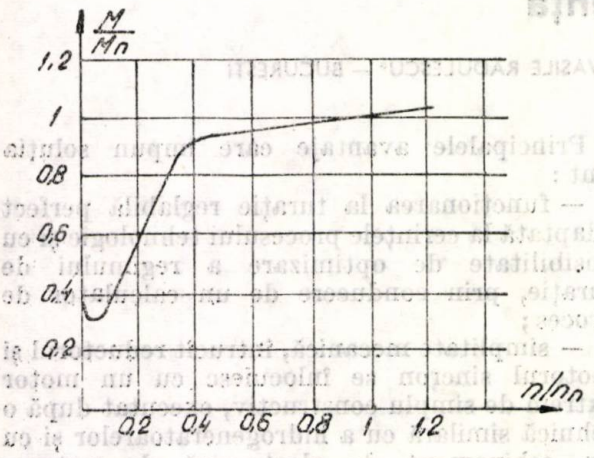


Fig. 3. Cuplul rezistent al unei mori tubulare cu bile în funcție de turație.

pentru acționare. În mod normal, cu un cuplu de pornire $M_p = 1{,}3\ Mn$ se obține turația de regim de 20 — 40 s și în același timp se acoperă în mod sigur eventualele creșteri accidentale de cuplu rezistent datorită aglomerării materialului etc.

În regimul de lucru, moara este rotită totdeauna în același sens. Pentru operații de manevră de poziționare, la turații reduse, este necesar ca moara să poată fi rotită în ambele sensuri [3].

3. Particularitățile constructive și funcționale ale motorului de acționare

Morile cu bile au, în general, un diametru mare, ceea ce impune într-un fel geometria motorului care se fixează pe tamburul morii.

Din punct de vedere al cooperării cuplului rezistent, al posibilității de asigurare a unei porniri lente, fără șocuri, precum și al posibilității de reglare ușoară a turației, ar prezenta interes mașina de curent continuu.

În practică însă, datorită gabaritului mare, a dificultăților tehnice de asamblare pe șantier, a dificultăților de a executa un colector din părți, precum și a întrefierului mic care nu suportă excentricitățile inerente ce pot apare la montajul și exploatarea morii, mașina de curent continuu iese din competiție.

Singurul motor care satisface din toate punctele de vedere este motorul sincron cu mulți poli, alimentat cu frecvență joasă, variabilă, prin convertizor static de frecvență.

Spre exemplu, la o putere de 5,5 MW și un diametru de moară dat, se ajunge la un motor cu 40—44 poli cu diametrul întrefierului de circa 7 000 mm. Frecvența nominală este în jurul a 5 Hz.

Motorul sincron elimină toate dezavantajele arătate mai sus, care scot mașina de curent continuu din competiție.

Printr-o schemă de comandă și reglare adecvată se poate ajunge să se confere motorului sincron o caracteristică de mașină de curent continuu.

Caracteristicile și modul de funcționare a motorului în acest regim sînt considerabil diferite de cele ale unei mașini sincrone cuplate la o rețea de 50 Hz.

Este preferabil, în acest caz, să se trateze convertizorul de frecvență ca o sursă de curent care alimentează statorul mașinii cu trei sinusoidali de frecvență variabilă, decalați între ei cu 120°. De asemenea, pentru simplificare, se poate trata mașina ca o mașină cu poli înecați, fără ca prin aceasta să se introducă erori de calcul prea mari.

Considerînd un sistem de coordonate învîrtitor în care axa „d" coincide cu axa polului rotorului și axa „q" este perpendiculară pe aceasta înspre înainte și neglijînd fluxul de scăpări și căderea de tensiune în rezistența stator, se obține cunoscuta diagramă vectorială reprezentată în figura 4.

Se știe că triunghiul format de fluxurile ψ_I, ψ_E și ψ exprimă cuplul motorului [1, 2].

Rezultă, deci că, pentru ca mașina să dezvolte un cuplu egal cu cuplul rezistent, schema de

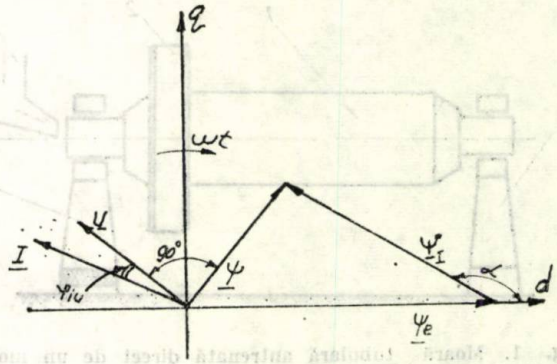


Fig. 4. Diagrama vectorială simplificată a motorului sincron ψ_I — fluxul dat de curent în stator; ψ_E — fluxul de excitație raportat la stator; ψ — fluxul rezultant; φ_{IU} — unghiul de defazare între tensiunea $\underline{U}$ de alimentare egală cu aproximativ tensiunea electromotoare $\underline{E}$ și curentul I din stator; α — unghiul dintre axa cîmpului învîrtitor și cea a polului de excitație.

reglare trebuie să controleze, în cazul nostru, următoarele mărimi:

— curentul de excitație I_e (deci ψ_E);
— amplitudinea curentului în stator I (ψ_I);
— unghiul α între vectorul fluxului stator și axa polului rotor (axa d).

Analogia cu maşina de curent continuu este :

— curentul de excitaţie al maşinii de c.c. corespunde cu excitaţia maşinii sincrone ;

— curentul în indusul maşinii de c.c. corespunde cu amplitudinea curentului I în statorul maşinii sincrone ;

— unghiul α se obţine în maşina de c.c. prin poziţia de calare a periilor, iar la maşina sincronă este realizat de sistemul de reglare.

În cazul nostru, în care s-a stabilit alimentarea motorului de la convertizorul care lucrează ca o sursă de curent mărimea reglată trebuie să fie amplitudinea I a curentului în stator, iar curentul de excitaţie I_e şi unghiul α între vectorul fluxului stator şi axa polului rotor (axa d) ca mărimi comandate.

Acţionînd asupra acestor trei mărimi, schema de reglare va asigura cuplul transmis rotorului şi turaţia necesară în condiţii de utilizare optimă a motorului şi instalaţiei de alimentare şi anume :

— factor de putere egal cu unu ($\varphi_{IU} = 0$) ;

— fluxul ψ în motor egal cu fluxul nominal.

Cu aceste condiţii puse, diagrama vectorială din figura 4 va avea forma din figura 5 a.

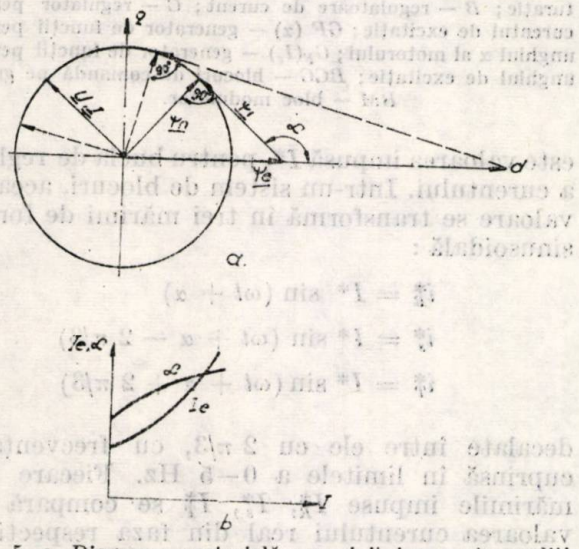


Fig. 5. a. Diagrama vectorială a maşinii sincrone în condiţiile $\psi = \psi_N$; $\varphi_{IU} = 0$;

b. Caracteristicile $\alpha = f(I)$ şi $I_e = f(I)$ ale motorului sincron în condiţiile de mai sus.

Mărimile I_E şi α se comandă parametric după funcţiile $I_e = f(I)$ şi $\alpha = f(I)$ din figura 5 b.

4. Schema şi funcţionarea convertizorului de frecvenţă

Circuitul de excitaţie al motorului este alimentat de la un redresor comandat în punte trifazată, obişnuit. Fiecare fază a statorului se alimentează de la un sistem de două redresoare comandate, montate în antiparalel (fig. 6). Redresoarele se comandă în curent şi furnizează, una, semialternanţa pozitivă, iar a doua

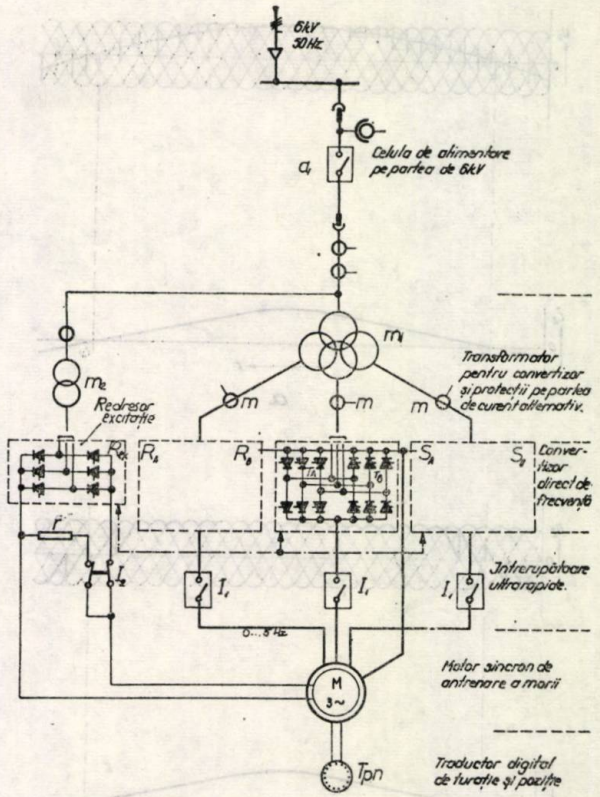


Fig. 6. Schema de principiu a motorului sincron alimentat prin convertizor direct de frecvenţă : a_1 — celula de alimentare ; m_1 — transformator principal ; m_2 — transformator pentru alimentarea excitaţiei ; R_{ex} — redresor excitaţie ; R_A, R_B, S_A, S_B, T_A, T_B — convertizor de frecvenţă ; I_1 — întrerupătoare ultrarapide ; M_1 — motor sincron ; T_{pn} — traductor de poziţie şi turaţie ; m — transformator de curent pentru reglare ; r, I_2 — circuit de dezexcitare rapidă.

semialternanţa negativă a curentului sinusoidal în motor cu o frecvenţă reglabilă între zero şi circa 5 Hz, corespunzător turaţiei motorului.

Tensiunea pe motor este liberă şi creşte cu frecvenţa.

După cum se ştie, la comanda parţială, motorul de putere global pe partea de reţea scade cu creşterea unghiului de comandă al redresorului. Din această cauză este avantajos ca din proiectare să se dimensioneze sursa de alimentare, astfel încît în domeniul de lucru tensiunea să aibă forma de *trapez*, aşa cum se vede în figura 7.

Panta laturilor trapezului nu poate fi oricît de mare, întrucît pot apare vîrfuri de supratensiune la trecerea de la o semialternanţă la alta. Schema de reglare asigură păstrarea pantei în limitele stabilite din proiectare.

Cele două punţi în antiparalel lucrează în regim *fără curent de circulaţie* şi, ca atare, la trecerea curentului prin zero, se face o pauză de

cîteva ms (6—8 ms) pentru evitarea curentului de circulaţie care ar fi un curent de scurt-circuit net.

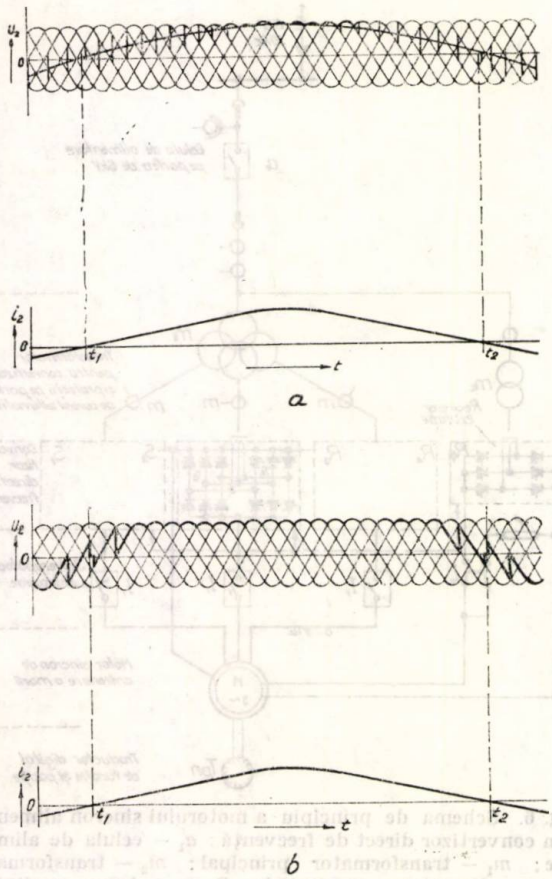


Fig. 7. Forma tensiunii şi curentului într-o fază a motorului : a — la limita domeniului de lucru cu tensiune sinusoidală ; b — în domeniul de lucru cu tensiune de formă *trapezoidală*.

5. Schema de reglare şi comandă

După cum s-a arătat, schema de reglare controlează permanent trei mărimi care caracterizează funcţionarea motorului : curentul stator I, ca mărime reglată principală, curentul de excitaţie I_E, ca mărime controlată funcţie de I şi unghiul α între cîmpul învîrtitor şi axa polului rotor, de asemenea, controlat funcţie de I.

În acest sistem motorul este autocondus, în sensul că poziţia şi frecvenţa cîmpului învîrtitor sînt permanent în concordanţă cu poziţia şi turaţia motorului. În orice regim de turaţie, de la frecvenţa zero motor ţinut în frînă şi pînă la frecvenţa nominală, structura schemei de reglare rămîne aceeaşi.

Schema este dată în figura 8 şi are o buclă principală de reglare a curentului în stator I peste care se suprapune o buclă de reglare a turaţiei. Valoarea turaţiei n^* se impune de la un potenţiometru. După ce trece printr-o rampă integratoare (nefigurată în desen) şi se compară cu valoarea reală n, se aplică regulatorului de turaţie n cu caracteristica PI. Valoarea de ieşire din regulatorul de turaţie (analogică)

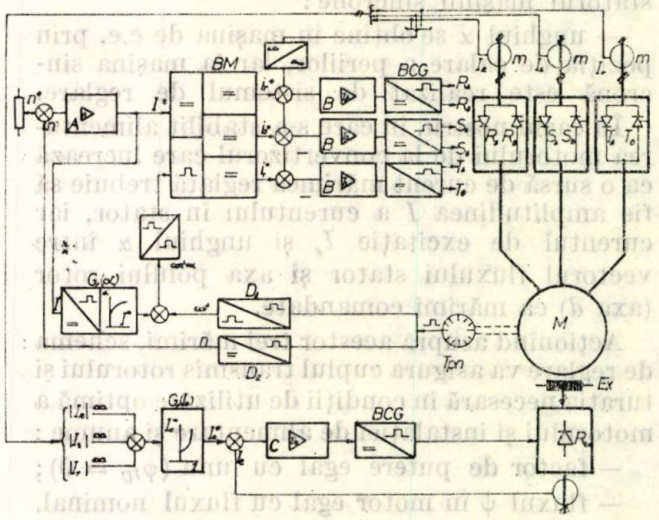


Fig. 8. Schema-bloc de reglare a unei acţionări cu motor sincron alimentat prin convertizor static de frecvenţă : n^* — turaţia impusă ; n — turaţia reală ; T_{pn} — traductor de poziţie şi turaţie ; D_1, D_2 — decadoare ; A — regulator de turaţie ; B — regulatoare de curent ; C — regulator pentru curentul de excitaţie ; GF (α) — generator de funcţii pentru unghiul α al motorului ; $G_F(I_e)$ — generator de funcţii pentru unghiul de excitaţie ; BCG — blocuri de comandă pe grilă ; BM — bloc modulator.

este valoarea impusă I^*, pentru bucla de reglare a curentului. Intr-un sistem de blocuri, această valoare se transformă în trei mărimi de formă sinusoidală :

$$i_R^* = I^* \sin(\omega t + \alpha)$$

$$i_S^* = I^* \sin(\omega t + \alpha - 2\pi/3)$$

$$i_T^* = I^* \sin(\omega t + \alpha + 2\pi/3)$$

decalate între ele cu $2\pi/3$, cu frecvenţa f cuprinsă în limitele a 0—5 Hz. Fiecare din mărimile impuse I_R^*, I_S^*, I_T^* se compară cu valoarea curentului real din faza respectivă, intră în regulatoarele de curent I_R, I_S şi respectiv I_T şi comandă alternativ punţile în antiparalel.

În schemă nu s-au figurat blocurile logice de distribuire şi control ale impulsurilor de comandă pe punţile în antiparalel. Turaţia reală n se măsoară cu traductor digital, pe aceeaşi bandă codificată care serveşte şi pentru traducerea poziţiei roţii polare.

Modul de transformare a mărimii analogice constante a curentului impus în mărime sinusoidală, se poate urmări uşor în schemă. Această parte a schemei este, de fapt, şi cea mai complicată. Circuitul de reglare a curentului de excitaţie nu are nevoie de explicaţii.

6. Concluzii

În lucrare s-au prezentat numai sumar principiile şi structura unui sistem de acţionare cu motor sincron lent comandat în regim autocondus, alimentat printr-un convertizor direct de frecvenţă.

Soluţia se aplică la acţionarea morilor de ciment de 3 000 t/zi cu motor sincron de 5,5 MW la 14 rot/min, cu domeniul de lucru între 12—14 rot/min.

Bibliografie

[1] *Dan, I., Şerbu, V., Rădulescu, V.* ş.a. Echipament de acţionare a morilor de ciment de mare capacitate cu motor cu comutaţie electronică alimentat prin ciclo-invertor — documentaţie internă ICPE.

[2] *Blauenstein, E.* Der erste getriebelose Rohrmühlenantrieb. In: Brown Boveri Mitteilungen, nr. 3, 1970.

[3] *Landi, G.* Nuova tipo di equipaggiemento electtrico per it comando di grandi mulini per cemento. In: Tecnomosio Italiano, Brown Boveri Milano.

Intrat în redacţie la 20.VIII.1977

CZ 621.315:621.316.1

TRANSPORT DE ENERGIE ELECTRICĂ
CABLURI CRIOGENICE
INSTALAŢII DE RĂCIRE

Aspecte constructive ale cablurilor electrice criogenice

SILVIU PUŞCAŞU, ILEANA ISAR* — CRAIOVA

1. Limite ale transportului de energie electrică cu conductori aerieni

Datorită creşterii rapide a consumului de energie electrică în perimetre relativ îndepărtate de zonele de producere a acesteia, problema transportului ei a impus luarea în consideraţie a următoarelor probleme importante:

a. Găsirea unor soluţii care să permită creşterea capacităţii sistemelor de transport actuale, concretizate prin linii electrice cu conductori aerieni sau în cablu.

b. Rezolvarea unor probleme conexe construcţiei acestor căi de transmisie, dintre care se detaşează net cea a blocării terenurilor şi a unor importante spaţii pe sol şi deasupra lui, în cazul transmisiei aeriene, care ies din circuitul de utilitate economică, afectînd în acelaşi timp şi estetica mediului ambiant.

c. Posibilitatea de a conferi marilor sisteme electroenergetice un grad mai înalt de stabilitate.

În legătură cu *prima problemă* trebuie subliniat faptul că cercetările arată că o linie electrică aeriană devine neeconomică la puteri de transport care depăşesc 1 GW. Aceasta, în primul rînd, datorită necesităţii de a utiliza tensiuni de transport exagerate, de ordinul a 1 ... 1,5 MV, pentru a se limita pierderile prin efect Joule-Lenz. Neeconomicitatea unor linii cu conductori aerieni cu o astfel de tensiune de transport rezidă şi din problemele complicate de izolaţie electrică şi de rezistenţă mecanică a infrastructurii de susţinere şi a căror rezolvare ar conduce la realizarea de izolatoare, stîlpi de susţinere şi anexe electromecanice cu gabarite inadmisibile şi preţuri de cost exagerate. În ceea ce priveşte cea de-a *doua problemă*, ea, este strîns legată de aspectele relevate anterior, în cadrul primei probleme. Trebuie amintit că, de exemplu, o linie electrică aeriană trifazată cu tensiunea nominală de 700 kV necesită un culoar avînd o lăţime de 70...100 m, iar una cu tensiunea nominală de 1 500 kV un culoar cu lăţimea de 100...130 m. Tot în cadrul celei de a doua probleme sînt de luat în consideraţie şi măsurile care trebuie adoptate pentru a evita perturbarea căilor de transmisie telefonice, radiofonice şi de altă natură, precum şi cele impuse de protecţia electromecanică a căilor publice de acces (şosele, autostrăzi, căi ferate, căi de navigaţie fluvială etc.).

2. Perspectivele folosirii sistemelor de transport de energie electrică cu conductori în cabluri subterane

În ultimul timp, mai ales sub incidenţa efectelor problemei menţionate la punctul 1 b, s-a amplificat atenţia acordată proiectării, realizării şi utilizării liniilor cu conductoare în cablu subteran.

Cercetările [6] au arătat că, prin îmbunătăţirea izolaţiilor termică şi electrică a cablurilor convenţionale, capacitatea lor de transport, limitată la 700 MVA la tensiunea de 380 kV ar putea creşte la 1 500 MVA şi chiar mai mult (unele studii prevăd chiar 3 000...4 000 MVA).

Soluţiile adoptate pentru cablurile convenţionale nu pot evita, totuşi, gabarite relativ

* Dr. ing. *Puşcaşu, S.* este profesor titular, şeful catedrei de bazele electrotehnicii şi utilizări de la Facultatea de electrotehnică a Universităţii Craiova; ing. *Isar, I.* este cercetătoare la aceeaşi catedră.

importante ale acestora, probleme tehnologice de montaj complicate. De aceea, atenţia cercetătorilor a fost concentrată, în ultimii ani, spre soluţii radicale vizînd noi medii de răcire şi abordare a unor principii noi de evitare originară a încălzirii, fapt posibil numai prin utilizarea unor fluide criogenice şi, în ultimă instanţă, prin aplicarea fenomenului de supraconductibilitate.

Astfel, cercetările s-au concentrat, din acest punct de vedere, asupra următoarelor trei direcţii :

a — realizarea de cabluri de înaltă tensiune, izolate şi răcite cu hexafluorură de sulf ;

b — realizarea de cabluri criogenice cu conductoare normale plasate în azot lichid ;

c — cabluri criogenice utilizînd supraconductoare în heliu lichid (cabluri supraconductoare). De exemplu, cercetările [6] au demonstrat că, utilizînd cabluri cu conductoare normale din aluminiu, răcite şi izolate cu azot lichid (cu temperatura de lichefiere de 77° K) se poate ajunge la puteri de cca 3 000 MVA la tensiunea de 450 kV. O atenţie sporită este acordată transportului energiei electrice în curent continuu care prezintă, în comparaţie cu utilizarea formei alternative a tensiunii şi curentului, avantajul de a utiliza mai economic secţiunile transversale ale conductoarelor active, de a nu prezenta pierderi prin hysterezis şi datorită curenţilor turbionari şi de a nu pune probleme de stabilitate în cazul interconexiunilor. De altfel avantajele utilizării tensiunii şi curentului continuu devin şi mai evidente în cazul cablurilor supraconductoare, la care chiar la temperaturi subcritice se menţine o anumită rezistenţă reziduală [6 ; 5], producîndu-se şi pierderi importante prin efectele precizate mai sus. Rezistenţa în c.a. a unui conductor cu conductivitatea σ se exprimă [6 ; 5] în funcţie de rezistenţa sa în c.c.(R_{cc}), conform formulei :

$$R_{ca} = \frac{R_{cc} \cdot d}{4} \sqrt{\pi . f . \sigma . \mu} , \qquad (1)$$

în care :

d este diametrul conductorului, m ;
f — frecvenţa, Hz ;
μ — permeabilitatea magnetică, $\frac{H}{m}$.

Din relaţia (1) se observă că principala cale de reducere a rezistenţei R_{ca} este micşorarea diametrului conductorului. Aşa cum s-a precizat în lucrarea [2] sînt deja definitivate tehnologiile şi s-au realizat supraconductoare multifilamentare, de exemplu din NbTi, la care filamentele supraconductoare au diametre de ordinul a 7...20 μm. Rezultă că, în condiţiile realizării cablurilor supraconductoare propriu-zise, soluţia extrem de delicată a obţinerii unor filamente foarte subţiri, înglobate într-o masă de cupru pentru stabilizarea criostatică, [2 ; 8] se justifică pe deplin. La cablurile convenţionale utilizarea unor filamente din metale obişnuite ar fi total neeconomică, izolarea lor electrică şi consolidarea lor mecanică fiind deosebit de dificile*. Rezultă de aici, atenţia deosebită care s-a acordat cablurilor cu filamente supraconductoare în regim subcritic (la temperatura heliului lichid), ca şi a celor care funcţionează în regim supracritic [5 ; 6], folosind conductoare normale, răcite cu azot lichid.

2.1. Perspectivele folosirii cablurilor criogenice supracritice. Trebuie precizat că o soluţie de perspectivă care nu vizează regimul supraconductor propriu-zis este utilizarea conductoarelor clasice, mai ales de aluminiu, la temperaturi supracritice, cum ar fi cea a hidrogenului lichid (20,3°K) şi cea a azotului lichid (77,4°K). Ţinînd seama de faptul că, de exemplu, la temperatura hidrogenului lichid rezistenţa aluminiului pur (99,99 %) este $\frac{1}{500}$ din cea a cuprului pur la 300°K rezultă că pierderile prin efect Joule se reduc şi ele în aceeaşi proporţie.

Datorită, însă, costului instalaţiilor de răcire, a pierderilor de fluid criogenic prin neetanşeităţi, soluţia devine rentabilă la puteri mai mari de 600 MW. Utilizarea azotului lichid, care este mult mai stabil şi mai puţin periculos decît hidrogenul lichid şi necesită tehnici mai simple de exploatare, este considerată ca reprezentînd o soluţie de luat în consideraţie cu mai multă perseverenţă şi îndrăzneală. În principal, în legătură cu aceasta, se impune o analiză mai atentă a următoarelor considerente.

a. Cercetări metalurgico-mecanice în vederea influenţării microstructurii aluminiului pentru micşorarea, în continuare, a rezistivităţii.

b. O cercetare mai atentă a unei mai largi game de materiale termo şi electroizolante în condiţiile utilizării azotului lichid.

c. Realizarea unor elemente cu etanşeitate sporită în suprastructura cablului.

2.2. Perspective ale cablurilor cu supraconductori

2.2.1. Materiale supraconductoare utilizate în construcţia de criocabluri. În lucrările [1, 3] sau precizat principalele concepte de bază ale crioelectrotehnicii, s-a arătat care sînt caracteristicile esenţiale ale celor trei tipuri de materiale supraconductoare.

În ultimul timp, în construcţia de cabluri criogenice subcritice, s-au impus atenţiei, mai

* Cuprul în raport cu NbTi supraconductor are o rezistivitate comparabilă cu cea a unui izolant.

ales, supraconductoarele de tip III [2], cunoscute și sub denumirea de supraconductoare de cîmp înalt. Dintre acestea s-au impus, mai ales, cele de tipul NbZr, Nb_3Sn, NbTi, care au principalii parametri critici (temperatura critică T_c și cîmpul critic B_c) indicați în tabelul 1. În acest tabel sînt prezentate și unele materiale foarte noi, aflate în stadiu de cercetare de laborator, care prezintă avantajul unor parametri critici ridicați.

Tabelul 1

Cîteva tipuri de materiale supraconductoare

Tipul materialului	T_c, K	B_c, T
NbZr	9...11	7...9
NbTi	8...10	9...12
Nb_3Sn	18,3	22,5
$Nb_3(Al_{0,73}, Ge_{0,27})$	20,7	41
Nb_3Al	18,7	29,5

Supraconductoarele de tipul III au, față de cele de tipul I, avantajul unei densități de putere mult mai mare :

$$210.10^{10}\ \frac{W}{m^2} \text{ față de numai } 20.10^{10}\ \frac{W}{m^2}.$$

2.2.2. Probleme constructive ale cablurilor supraconductoare. Desigur, concepțiile firmelor constructoare de cabluri supraconductoare au fost diferite din punct de vedere al tehnologiilor abordate, dar toate au avut în atenție următoarele probleme esențiale :

a — găsirea unor soluții de dispunere a conductoarelor care să atenueze efectele contracției diferite a conductoarelor, în raport cu materialele electro și termoizolante ;

b — uniformizarea cîmpurilor electrice și magnetice în vederea unei mai mari încărcări a cablului ;

c — asigurarea unei bune izolații termice ;

d — asigurarea unei bune izolații electrice.

În cele ce urmează, vor fi prezentate succint unele din modurile de rezolvare a celor patru probleme precizate mai sus.

a. Cunoscîndu-se faptul că sînt mai mici, contracțiile transversale decît cele longitudinale conductoarele se spiralizează pe un inel de sprijin luînd în considerație coeficientul de rupere al conductorului **, respectiv al inelului. În acest sens s-a stabilit o relație [6], care ține seama de valorile acestor coeficienți și care, dacă este îndeplinită asigură o judicioasă distribuție a eforturilor, înlăturînd pericolul ruperii celor două materiale :

$$\varepsilon = 2\,\pi\,r\left(\frac{\alpha_i}{\alpha_c} - 1\right)^{\frac{1}{2}}, \qquad (2)$$

unde :

ε este coeficientul de rupere al supraconductoarelor ;

r — raza spiralei ;

α_c — coeficientul de contracție al spiralei ;

α_i — coeficientul de contracție al inelului.

De obicei, materialul din care este realizat inelul este politetrafluoretilena, care se contractă mult mai pronunțat decît supraconductorul. Atenuarea acestei diferențe se realizează prin dispunerea unei hîrtii suplimentare de izolație pe supraconductor al cărei coeficient de contracție este :

$$\alpha_{hîrtie} \approx 10^{-3}\ ;\ \alpha_{Cu} \approx 3.10^{-3}.$$

Din aceleași motive, hîrtia de izolație specială are o dispunere în spirală cu dimensiuni convenabile. În unele cazuri, între inelul de sprijin și tresele de conductoare se dispune în spirală o bandă izolantă cu coeficient de contracție intermediar între cel al inelului și cel al supraconductorului.

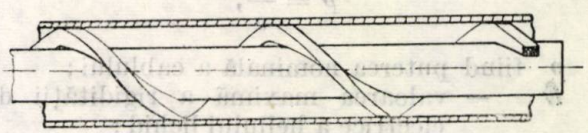


Fig. 1. Detaliu de fixare în spirală a bandei izolante.

b. Realizarea unor cîmpuri electrice și magnetice uniforme se obține printr-o dispunere cît mai ordonată a conductoarelor cablului. Acestea pot fi dispuse, de obicei, *simetric* sau *concentric*. În cazul *cablurilor de curent continuu* cu supraconductori de tipul I se prezintă (fig. 2) trei posibilități de dispunere a supraconductoarelor [6 ; 5].

În figura 2a se prezintă o soluție conform căreia fiecare conductor este introdus într-o cameră criostatică. În figurile 2b și 2c, toți conductorii sînt introduși într-o singură cameră criostatică. Ultima soluție este cea mai utilizată. Pentru cele două dispoziții (fig. 2b și 2c) s-au stabilit expresiile densității admisibile de putere transmisă prin cablu (de fapt modulul vectorului Poynting).

Astfel pentru figura 2b rezultă :

$$\frac{P}{\frac{\Pi\, D_{ext}^2}{4}} = \hat{E}\cdot H\,\frac{2d^2}{D^2}\ln\frac{d}{D}, \qquad (3)$$

** Conductorul se prezintă, de obicei, sub formă de bandă (de exemplu, o tresă de filamente supraconductoare într-o masă de cupru).

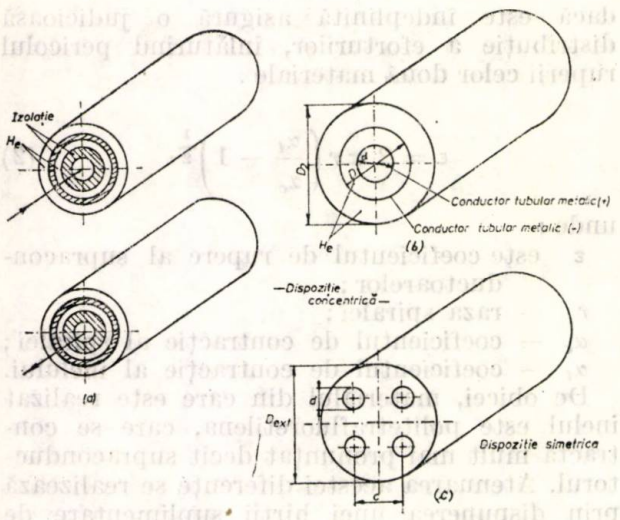


Fig. 2. Dispoziția concentrică și simetrică a conductoarelor în criocabluri.

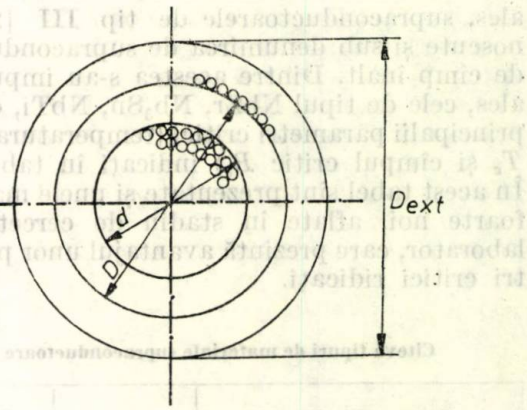


Fig. 3. Dispoziția concentrică în cazul folosirii supra conductoarelor de tip III la cablurile de c.c.

iar pentru figura 2c :

$$\frac{P}{\frac{\pi D_{ext}^2}{4}} = \hat{E} \cdot H \frac{4p(1-p)\, p \ln\left[\frac{1}{p} + \frac{1}{p}\sqrt{1-p^2}\right]}{2{,}41\sqrt{\left[1 + \frac{p}{2-p} - \frac{p^2}{4+p^2} - \frac{2-p}{8-4p+p^2}\right]^2 + \left[\frac{2p}{4+p^2} - \frac{2p}{8-4p+p^2}\right]^2}}, \quad (4)$$

în care :

$$p = \frac{d}{c};$$

p fiind puterea nominală a cablului ;

$\hat{E}$ — valoarea maximă a rigidității dielectrice a heliului lichid ;

H — valoarea maximă a intensității cîmpului magnetic în supraconductor.

Din expresiile (3) și (4) se vede că, la $\hat{E}$ și H date, densitatea de putere transmisă depinde, sensibil, numai de rapoartele $\frac{d}{D}$ respectiv $\frac{d}{c}$.

În cazul folosirii ca supraconductor de tipul I a plumbului, respectiv a niobiului, se poate obține pentru densitatea de putere valoarea de 20.10^{10}W/m², respectiv de 16.10^{10}W/m².

Cablurile de curent continuu cu supraconductoare de tipul III utilizează o dispoziție concentrică multifilară, așa cum se poate vedea în figura 3. La un astfel de cablu, deja realizat, la care :

$d = 35$ mm,

$D = 60$ mm,

$D_{ext} = 80$ mm,

$P = 10\,000$ MW,

$U = 175$ kV,

se obține cu formula (3) :

$$\frac{P}{A} = 210.10^{10}\ \frac{\text{W}}{\text{m}^2},$$

unde A este secțiunea transversală totală a cablului, supraconductorul fiind Nb48Ti, Nb25Zr, sau Nb_3Sn.

Cablurile de curent alternativ utilizează, în actualele formule constructive, în primul rînd, supraconductoare de tipul I, Pb sau Nb și relativ mai puțin supraconductoarele de tipul III, care prezintă pierderi specifice în curent alternativ mai mari și au un preț de cost mai ridicat. Și în acest caz, pentru un cablu trifazat sînt valabile cele două dispoziții : concentrică (fig. 4a, b) și simetrică figura 5 a, b.

Pentru dispoziția din figura 4, [6, 5] rezultă :

$$\frac{P}{\frac{\pi D_{ext}^2}{4}} = \left\{\left(\ln\frac{b}{a}\right)\left(\frac{a}{b}\right)\left[2 + 2\frac{a}{b} + \frac{a}{b}\left(\frac{a}{b}\right)\frac{a}{b}\right]\right\}\hat{E} \cdot H. \quad (5)$$

În cazul dispoziției din figura 5, [5] rezultă :

$$\frac{P}{\frac{\pi D_{ext}^2}{4}} = \frac{1{,}05 \cdot \hat{E} \cdot H p^2 (1-p)\ [\ln(1+\sqrt{1-p^2}) - \ln p]\ [4 - 2\sqrt{3}\,p + p^2]}{\sqrt{1-p^2}\,(4 - p\sqrt{3})}, \quad (6)$$

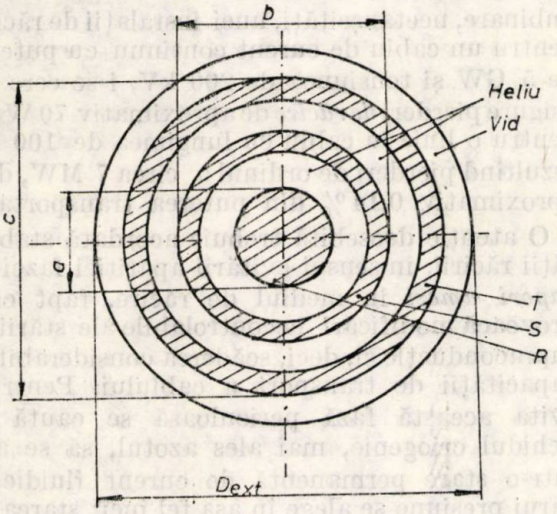


Fig. 4. Dispoziţie concentrică în cazul unui criocablu de c.a. trifazat.

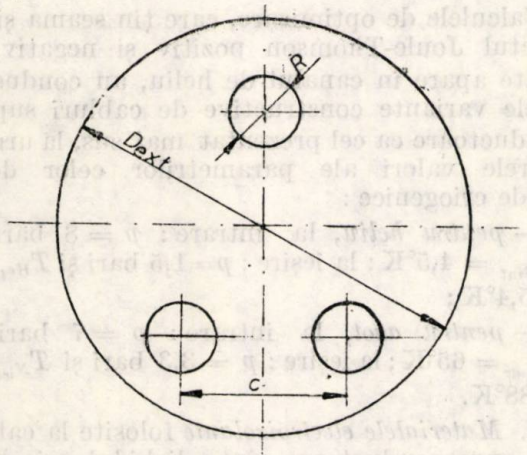


Fig. 5. Dispoziţie simetrică pentru acelaşi tip de cablu.

în care :

$$p = \frac{2R}{c}.$$

Prin optimizarea celor două categorii de dispoziţie s-au putut realiza, în cazul folosirii niobiului, pentru aşezarea concentrică, $10{,}5 \cdot 10^{10}$ VA/m², iar la cea simetrică $12{,}9 \cdot 10^{10}$ VA/m², în comparaţie cu $0{,}5 \cdot 10^{10}$VA/m² la cablurile convenţionale.

c. *La cablurile criogenice este necesar să se asigure o perfectă izolare termică* pentru a menţine cît mai constantă temperatura fluidului de răcire element esenţial în conservarea stării supraconductoare a conductoarelor electrice active. În cazul acestor tipuri de cabluri se are în vedere că transmisia de căldură de la diferitele surse, inclusiv din mediul ambiant spre supraconductor se realizează atît prin radiaţie, cît şi prin convecţie. Pentru a realiza izolaţii termice cît mai bune în raport cu ambele transmisii orice cablu cu supraconductoare este realizat pe principiul vasului Dewar. Iniţial, cablurile s-au realizat în construcţie rigidă de tip „*pipeline*" tocmai pentru că, tehnologic, nu se putuseră realiza izolaţii de tip Dewar flexibile. În ultimul timp, unele firme printre care, Kabellmetall AG din Hannovra (RFG), au pus la punct tehnologii de mare fineţe şi precizie, care au permis realizarea primelor cabluri supraconductoare flexibile [5].

Elementele folosite ca izolanţi termici sînt :

a. Vidul de un anumit grad creat între unii dintre pereţii sistemului Dewar.

b. Folii de materiale solide fibroase, de exemplu teflon, folii de plastic metalizat sau pachete de tip sandwich formate din foi izolante şi foiţe metalice subţiri cu proprietăţi reflectorizante.

c. Distanţori şi spirale izolante din material plastic special.

d. Azotul lichid.

În figura 6 este reprezentat, schematic, sistemul Dewar, cel mai uzitat în construcţiile de

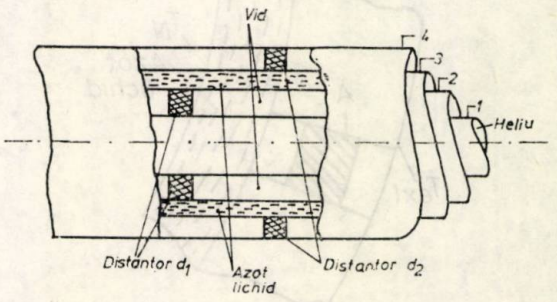


Fig. 6. Secţiune explicativă la partea de izolaţie a unui criocablu de c.c.

cabluri supraconductoare. Aici 1, 2, 3, 4 reprezintă patru tuburi metalice, ondulate, flexibile, concentrice. Supraconductorii se află în tubul 1, care conţine heliu lichid ($T_{He} = 5°K$). Spaţiul dintre tuburile 1 şi 2 este vidat pentru a atenua transmiterea căldurii prin conducţie, ceea ce se realizează prin intermediul distanţorilor d_1, d_2.

Între tuburile 2 şi 3 se află azot lichid la $T_N = 77°K$. Conform principiului al 2-lea al termodinamicii, în acest spaţiu este posibil să se reţină cea mai mare parte din căldura radiată din mediul ambiant corespunzător variaţiei de temperatură :

$$\Delta T_1 = 77°K + 293°K = 370°K. \quad (7)$$

Radiaţia de căldură între spaţiul care conţine azot lichid şi tubul 1 este redusă datorită unei suficient de mici variaţii de temperatură :

$$\Delta T_2 = 77°K - 5°K = 72°K. \quad (8)$$

Între tuburile 3 şi 4 se află superizolaţie din folii de plastic metalizate sau din folii extrem de subţiri din aluminiu izolate între ele cu ţesătură fină din sticlă, situate într-un vid parţial 10^{-4}

torri. Rolul superizolației este acela de a reduce pierderile prin radiație între mediul ambiant și spațiul umplut cu azot. Superizolația trebuie astfel realizată încît, pe de o parte, să suporte forțele mecanice radiale care apar la înfășurarea cablului pe tambur, iar pe de altă parte, ca secțiunea ei să permită și evacuarea căldurii primite prin radiație.

Este de reținut faptul că unele pierderi prin transmisie directă nu pot fi evitate în cazul distanțorilor care nu pot fi eliminați din construcția cablurilor supraconductoare. În același timp, ei introduc și rezistențe hidraulice în calea fluidului criogenic.

Avînd în vedere explicativa din figura 7, pierderile prin conducție directă prin distanțori sînt date de expresia :

$$P_{cd} = \frac{\lambda A}{l}[T_{ext} - T_N], \qquad (9)$$

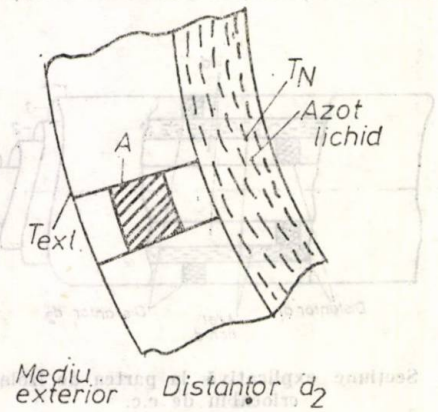


Fig. 7. Explicativă la pierderile termice prin distanțori.

în care :

λ este conductibilitatea termică a materialului din care este confecționat distanțorul, $\frac{W}{mK}$;

A — aria secțiunii distanțorului, m^2;

l — lungimea distanțorului, m.

Scurte considerații asupra instalațiilor de răcire

Rolul global al instalației de alimentare cu fluid criogenic este acela de a menține, pe întreaga lungime a cablului, o temperatură, practic, constantă cuprinsă între 5 și 7°K. Această zonă de temperatură reprezintă un compromis între costul răcirii și puterea transmisă deoarece cu scăderea temperaturii costul răcirii crește rapid dar, în același timp, crește și capacitatea de încărcare a supraconductoarelor. La unele cabluri flexibile realizate recent, pierderile în canalul de heliu sînt de circa 0,1 W/m, iar în cel de azot de circa 2 W/m. Ținînd seama și de alte pierderi printre care și cele prin distanțori, capete, mufe sau zone de îmbinare, neetanșeități, unei instalații de răcire, pentru un cablu de curent continuu cu puterea de 5 GW și tensiunea de 200 kV, i se cere să asigure pierderi *de răcire* de aproximativ 70 W/m, pentru o linie în cablu cu lungimea de 100 km rezultînd pierderi de ordinul a circa 7 MW, deci aproximativ 0,14 % din puterea transportată.

O atenție deosebită trebuie acordată stabilității răcirii, în sensul evitării apariției fazei de *vapori umezi* în mediul de răcire, fapt care provoacă modificări necontrolabile ale stării de supraconducție și, deci, scăderea considerabilă a capacității de transport a cablului. Pentru a evita această fază periculoasă se caută ca lichidul criogenic, mai ales azotul, să se afle într-o stare permanentă de curent fluidic, a cărui presiune se alege în așa fel încît starea de fierbere la o variație minimă de temperatură să nu poată fi atinsă și, deci, să nu poată apare faze de vapor umed.

Calculele de optimizare, care țin seama și de efectul Joule-Thomson pozitiv și negativ ce poate apare în canalul de heliu, au condus la unele variante constructive de cabluri supraconductoare ca cel prezentat mai sus, la următoarele valori ale parametrilor celor două fluide criogenice :

— *pentru heliu*, la intrare : $p = 8$ bari și $T_{He_{int}} = 4{,}5°K$; la ieșire : $p = 1{,}5$ bari și $T_{He_{ies}} = 5{,}4°K$;

— *pentru azot*, la intrare : $p = 7$ bari și $T_{N_{intr}} = 65°K$; la ieșire : $p = 3{,}3$ bari și $T_{N_{ies}} = 88°K$.

d. Materialele electroizolante folosite la cablurile supraconductoare sînt : lichidul criogenic însuși, vidul și o serie de materiale electroizolante solide.

Astfel heliul lichid are o rigiditate dielectrică superioară uleiului de transformator (470 kV/cm în curent continuu și 250 kV/cm în curent alternativ). De asemenea, vacuumul realizat în cablurile supraconductoare are, pentru spații cu grosimi de 1...2 cm, o rigiditate dielectrică, la rîndul ei superioară heliului. Ca materiale electroizolante solide, se folosesc, mai ales în curentul continuu, mylarul și teflonul care au rigidități dielectrice mai bune decît cea a heliului, hîrtia electroizolantă îmbibată cu azot lichid.

2.2.3. Variante constructive de cabluri supraconductoare

O serie de firme și institute de cercetări [5], [8] au realizat o gamă de cabluri supraconductoare atît pentru curent continuu cît și pentru curent alternativ. În tabelul sinoptic de mai jos, se prezintă principalele caracteristici ale unora dintre cablurile realizate.

Tabelul 2

Cîteva tipuri de cabluri supraconductoare

Firma constructoare sau institutul de cercetări	c.c. sau c.a.	Puterea, MW	Tensiunea, kV	Nr. cond.	Dispoziție	Materialul supracond.	Parametrii heliului		Obs.
							pres.	T, K	
Kabellmetall A.G. Hannover, R.F.G.	c.c.	5 000	200	1 compus din 12 benzi $12,5 \times 1,5$ m²	concentrică	Nb_3Sn	8...1,5 atm.	4,5...5,4	Faza de prototip
Proiectat la Gratz, Austria, de prof. Peter Klaudy	c.c.	500	110	3 cond. legate electric între ele	simetrică	Al+Nb	4...10 atm.	5,2	Idem
A.E.G. — Telefunken	c.c.	—	110	1 cond. din benzi	concentrică	Nb_3Sn	5 atm.	5,2	Idem
General Electric IBM	c.c.	10^5	200	1 cond. tubular	—,,—	Nb_3Sn	—	4,2	Model

3. Concluzii

a. În prezent, se depun eforturi importante, pentru studiul realizării și utilizării cablurilor criogenice supracritice răcite cu azot lichid și avînd conductori clasici cît și a celor supraconductoare propriu-zise (subcritice) răcite cu heliu lichid.

b. Sînt elaborate modele experimentale de tipuri constructive de cabluri din ambele categorii.

c. O atenție importantă este acordată cablurilor criogenice sub- și supracritice lucrînd în curent continuu avînd în vedere importantele avantaje pe care le prezintă transportul energiei electrice în această formă și care au fost prezentate mai sus.

d. Sînt stabilite o serie de formule constructive și tehnologice atît în ceea ce privește partea electrică, cît și cea termomecanică a unor tipuri de cabluri criogenice.

e. Sînt încă în discuție valorile limită inferioare ale puterii transmise de la care cablurile criogenice sînt mai rentabile decît cele convenționale.

d. Este necesar să se studieze, în profunzime, posibilitățile ameliorării parametrilor cablurilor criogenice supracritice răcite cu azot lichid datorită economicității acestei soluții.

e. Într-o viitoare lucrare vor fi luate în discuție și elementele tehnico-economice care stau la baza rentabilității unei instalații de transmisie a puterii electromagnetice prin cabluri criogenice, ținîndu-se seama de influența, din acest punct de vedere, a instalației de răcire.

Bibliografie

[1] *Pușcașu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, partea I. In : Electrotehnica, Electronica, Automatica **25**, București, Nr. 1, ianuarie 1977.

[2] *Pușcașu, S., Georgescu, E.* Aspecte actuale ale utilizării supraconductibilității în construcția de mașini electrice rotative. În : Electrotehnica, Electronica, Automatica **25**, București, Nr. 3, martie 1977.

[3] *Pușcașu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, partea a II-a. In : Electrotehnica, Electronica, Automatica **25**, București, Nr. 4, mai 1977.

[4] *Bocheneck, E., Voigt, E., Hildebrandt, U., Kuhmann, H. Scheffler, E.* Supraleitendes flexibles Hochleistung — Gleichstromkabel. In : ETZ, **B**, Bd. 26 1974, H. 8/9.

[5] *Klaudy, P.A.* Energieübertragung durch tiefstgekühlte besonders supraleitende Kabel., In : Rheinisch-Westfälische. Akademie der Wissenschaften, Vorträge, Nr. 223, Westdeutscher Verlag, Opladen 1973.

[6] *Garwin, R.L., Matisoo, J.* Superconducting lines for the transmission of large amounts of ellectrical power over great distances. In : Proceedings of the IEEE, vol. **55**, April 1967.

[7] *Parsch, C.P.* Supraleiter und supraleitende Magnete, Siemens Aktiengesellschaft. München, Berlin 1975.

[8] *Buckel, W.* Supraleitung. Grundlagen und Anwendungen. Physik Verlag, 1972.

Intrat în redacție la 12.VI.1977

CZ 621.314.54

ECHIPAMENTE DE FORȚĂ CU TIRISTOARE
MODUL TIRISTOR
CONVERTIZOARE DE PUTERE

Echipament cu tiristoare de putere în construcție modulată pentru instalații de acționare

DAN ION, VASILE RĂDULESCU, GHEORGHE DUMITRU* — BUCUREȘTI

1. Generalități

Tendința actuală în sistemele de acționare este de a utiliza puteri unitare cît mai mari [1, 2, 3].

Este suficient să amintim numai :

— instalațiile de laminare în metalurgie care utilizează motoare cu puteri de ordinul megawaților ;

— liniile de ciment de mare capacitate ce solicită puteri la arborele motorului de 5—6 MW, cu tendința de a se apropia de 10 MW ;

— instalațiile de foraj de mare adîncime cu o sarcină la cîrlig de 320—500 tf necesită, de asemenea, puteri instalate pentru acționarea agregatelor aferente, de ordinul a 6—7 MW ;

— mașinile de echilibrat turborotoare, de antrenat turbosuflante, folosesc puteri instalate de ordinul a 2—3 MW [3].

Pentru alimentarea acestor motoare sînt folosite sistemele de acționare și reglare, de mare putere, cu tiristoare. Tiristoarele de mare putere produse în mod curent în lume, admit un curent mediu maxim de 1 000—1 500 A și o tensiune repetitivă de ordinul a 2 500—3 000 V. Este util din punct de vedere economic ca sistemul de acționare să aibă parametrii adoptați la aceste caracteristici ale tiristoarelor.

Din punct de vedere al curentului convertizorului, teoretic, nu există limite, deoarece pot fi montate în paralel un număr mare de tiristoare, fiind bine puse la punct metodele de egalizare a curenților prin tiristoarele montate în paralel.

Din punct de vedere al tensiunii, de asemenea, teoretic, se pot monta mai multe tiristoare în serie, însă construcția convertizoarelor de tensiune mai mare ridică probleme deosebite la izolarea transformatoarelor de impuls și a convertizoarelor propriu-zise. Este evident că, din punct de vedere al pierderilor și al randamentului, este bine ca tensiunea să fie cît mai mare.

În practică, sînt cunoscute acționări cu maximum 2—3 tiristoare în serie, tensiunea maximă la ieșire fiind de 3 000—4 000 V.

Prin utilizarea unui singur tiristor se pot obține convertizoare care pot furniza o tensiune la ieșire de 1 500 V.

Construcția convertizoarelor de acest tip este relativ ușoară, neridicînd probleme prea dificile de izolație.

Motoarele sincrone și asincrone sînt preferate la tensiuni relativ mari (6 kV), însă se pot executa mai economic și la tensiuni mai mici, avantajoase din punct de vedere al convertizorului.

Pentru motoarele de curent continuu, tensiunea de alimentare de ordinul a 1 000—1 200 V este acceptabilă pentru puteri de pînă la 5—6 MW. Prin aceasta se utilizează un singur tiristor în serie, simplificînd construcția convertizorului.

Pentru a realiza o gamă largă de tipodimensiuni de convertizoare de putere cu tiristoare, care să satisfacă un domeniu mare de puteri, apare ca o necesitate proiectarea și fabricarea acestora pe bază de elemente modulate.

În instalațiile de acționare de mare putere se impune ca aceste convertizoare prin construcția și dimensionarea lor, să asigure continuitatea funcționării, întrucît orice oprire are implicații mari, fie din punct de vedere al pierderilor de producție, fie al securității instalațiilor tehnologice respective [1].

2. Concepția convertizoarelor de putere proiectate și executate la I.C.P.E.

Convertizoarele de putere concepute la ICPE sînt destinate sistemelor de acționare a motoarelor de c.c., motoarelor sincrone și asincrone, precum și altor sisteme de redresare în gama de putere de la 400 la 6 000 kW [1, 2, 3].

La execuția convertizoarelor s-a folosit ca element de bază un modul echipat cu un tiristor disc de 400 A și tensiunea repetitivă de 2 000—3 000 V. În același gabarit pot fi montate și tiristoare pînă la 800 A.

Fiecare modul tiristor este înseriat în exterior cu o inductanță de limitare a vitezei de creștere a tensiunii directe și a curentului (du/dt și di/dt).

Convertizorul se compune dintr-un număr de astfel de module interconectate între ele, func-

* Ing. *Dan, I.* este șef laborator agregate de sudură și redresoare, ing. *Rădulescu V.* și *Dumitru Gh.* sînt cercetători științifici în același laborator la Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — București.

ţie de schemă şi puterea instalată. Întreaga construcţie este astfel concepută încît în cazul cînd se folosesc mai mult de trei module în paralel, instalaţia să funcţioneze şi cu $n-1$ tiristoare [4].

Pentru înlocuirea uşoară a modulului defect, fără oprirea instalaţiei, acesta este proiectat şi executat într-o construcţie debroşabilă sub tensiune.

Fiecare modul cuprinde o siguranţă ultrarapidă în serie cu tiristorul. În schemele cu două sau mai multe tiristoare în paralel, siguranţa asigură, de regulă, protecţia numai împotriva scurtcircuitelor interne.

Semnalizarea modulului defect se face optic local sau la distanţă, selectiv, în funcţie de numărul modulelor în paralel defecte. Pentru aceasta există montat pe convertizor un bloc pentru detectarea selectivă a uneia sau mai multor siguranţe arse în funcţie de care transmite semnale în blocul logic de protecţie al instalaţiei. Convertizoarele sînt prevăzute cu dispozitive de protecţie la supratensiuni.

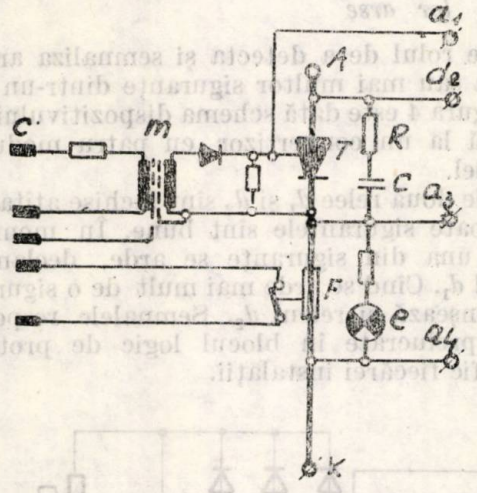


Fig. 1. Schema electrică a modulului tiristor : T — tiristor : $I_{TAV} = 400$ A, $U_{RWM} = 3000$ V sau 2000 V ; $(du/dt)_{max} = 500$ V/μs ; $(di/dt)_{max} = 50$ A/μs ; F — siguranţă ultrarapidă cu microîntrerupător : $I_N = 500$ A, $U_N = 1000$ V ; C — condensator de protecţie la supratensiuni de comutaţie 1 μF, 960 V ; R — rezistenţă de limitare a curentului de descărcare a condensatorului 20 ohmi, 100 V ; m — transformator de impuls $U_{GO} = 30$ V, $dig/dt = 5$ Aμs, durata impulsului 500 μs, $ig_{max} = 3$ A ; l — lampă cu neon de semnalizare „siguranţă arsă" ; c — cuplă de conectare a circuitelor de comandă ; $a_1 - a_4$ — borne de testare.

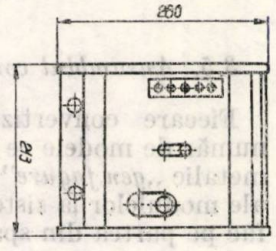


Fig. 2. Forma constructivă a modulului tiristor debroşabil sub tensiune.

Accesul la convertizor, datorită construcţiei modulare, se face numai prin faţă. Elementele sub tensiune sînt inaccesibile. Cu aceste elemente de bază (modul tiristor, inductanţe de limitare, dispozitive de protecţie etc.), se realizează convertizoare cu 6, 12, 18 şi 24 tiristoare, simbolizate cu *T6CP*, *T12CP*, *T18CP* şi *T24CP*.

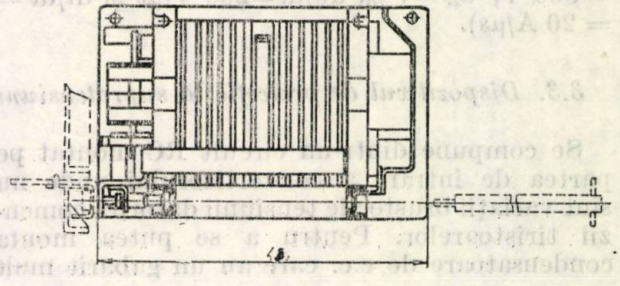
Modulele tiristor sînt concepute pentru răcirea forţată cu aer. Prin construcţie se asigură o circulaţie controlată a aerului prin radiatoarele tiristoarelor şi separat prin compartimentul siguranţelor ultrarapide şi a circuitelor RC de protecţie. Aerul de răcire este antrenat de jos în sus de un grup ventilator de mare randament în circuit deschis sau poate fi recirculat şi răcit printr-un schimbător de căldură aer-apă.

Prima soluţie se utilizează în instalaţiile de interior care funcţionează într-un mediu curat, lipsit de praf, pe cînd cea de a doua soluţie, numită cu răcire în circuit închis, se utilizează în instalaţiile ce funcţionează în mediu cu mult praf, cum sînt de exemplu, instalaţiile din industria cimentului.

3. Caracteristicile tehnice şi constructive ale principalelor elemente componente ale convertizoarelor

3.1. Modulul tiristor. Schema electrică a unui modul tiristor este dată în figura 1, iar cea constructivă, în figura 2.

Tiristorul este fixat prin radiatoare prinse între doi pereţi transversali, care la rîndul lor sînt fixaţi de doi pereţi verticali laterali. Legăturile anod şi catod sînt aduse la spatele modulului şi prevăzute cu şuruburi speciale care permit legarea electrică cu ajutorul unei chei izolate manevrabilă din faţă, de partea fixată a convertizorului. Siguranţa ultrarapidă care este o sursă importantă de pierderi, împreună cu condensatorul şi rezistenţa de protecţie, sînt plasate în partea din faţă a modulului. În compartimentul din faţă a modulului se găseşte transformatorul de impuls cu circuitele sale de legare la grilă, lampa de semnalizare, bornele de testare şi priza prin care se face alimentarea circuitelor de comandă. Modulele montate unul peste altul în cadrul convertizorului, împreună cu peretele din spate al acestui cadru, formează trei canale verticale



prin care poate circula aerul. Debitul cel mai mare de aer este canalizat prin compartimentul tiristorului unde sînt şi pierderile de putere cele mai mari, după care urmează ca pondere debitul de aer prin compartimentul siguranţei şi circuitul RC. Compartimentul al treilea din faţă, în care se găseşte transformatorul de impuls, este intenţionat strangulat, pentru a se reduce la minimum circulaţia de aer prin acesta.

Priza de alimentare a comenzilor este astfel plasată, încît accesul cu cheia pentru deşurubarea legăturilor de putere anod-catod este posibilă numai după scoaterea fişei şi, deci, după tăierea impulsurilor de comandă. Întreaga construcţie este simetrică, astfel încît se pot monta modulele cu catodul în dreapta sau în stînga. Pentru a se evita erorile în exploatare, fiecare modul, în funcţie de tensiunea tiristorului montat sau de poziţia polarităţii, este prevăzut cu o cheie codificată ce împiedică introducerea unui modul oarecare în convertizorul prevăzut pentru un anumit tip de modul. Fiecare modul este prevăzut cu un capac frontal care împiedică accesul la piesele sub tensiune. Nu poate fi demontat ultimul paravan de protecţie care împiedică accesul la piesele sub tensiune, decît după scoaterea modulului din locaşul său, deci, cînd acesta nu este sub tensiune.

3.2. *Inductanţa de limitare a pantei de creştere a tensiunii şi curentului*

Se montează pe cadrul convertizorului în serie cu fiecare modul tiristor, valoarea ei fiind funcţie de tensiunea de alimentare, de tensiunea de scurtcircuit a transformatorului principal etc. Pentru întreaga gamă de convertizoare au fost proiectate şi executate două tipuri de inductanţe cu următoarele caracteristici: L_1 — 40 μH, 400 A; L_2 — 20 μH, 450 A. Fiecare din cele două inductanţe se compun din cîte două bobine în aer, executate din bandă de aluminiu. Cele două bobine sînt legate în paralel şi cuplate magnetic între ele, pentru a mări inductanţa globală [1, 4]. Inductanţa uneia dintre cele două bobine este de 50 μH în cazul inductanţei L_1 şi de 27 μH în cazul inductanţei L_2. Prin montarea acestor inductanţe se limitează viteza de creştere a tensiunii la valori nepericuloase pentru tiristor (de exemplu pentru U_{trafo} = = 800 V, u_{sc} = 7 %, du/dt = 200 V/μs şi di/dt = = 20 A/μs).

3.3. *Dispozitivul de protecţie la supratensiuni*

Se compune dintr-un circuit RC montat pe partea de intrare a convertizorului unde nu sînt variaţii bruşte ale tensiunii datorită comenzii tiristoarelor. Pentru a se putea monta condensatoare de c.c. care au un gabarit mult mai mic decît cele de c.a., acestea sînt cuplate prin intermediul unei punţi redresoare. Schema electrică este dată în figura 3.

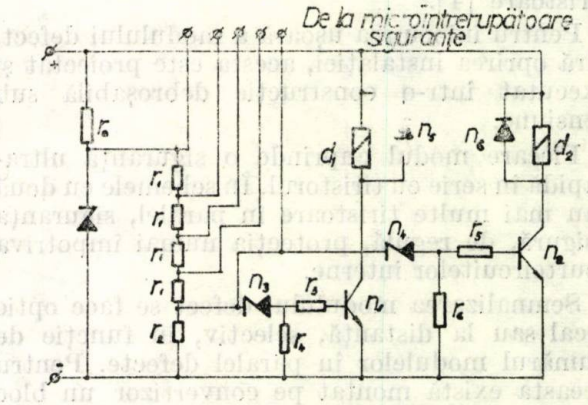


Fig. 3. Schema electrică tipizată a dispozitivului de protecţie la supratensiuni: l_1, l_2, l_3 — siguranţe de protecţie; n_1 — n_6 — punte de redresare; k_1, k_2 — condensatoare de protecţie; R_1, R_2 — rezistenţe de descărcare.

3.4. *Dispozitiv de detecţie selectivă a siguranţelor arse*

Are rolul de a detecta şi semnaliza arderea uneia sau mai multor siguranţe dintr-un braţ. În figura 4 este dată schema dispozitivului ce se aplică la un convertizor cu patru module în paralel.

Cele două relee d_1 şi d_2 sînt închise atîta timp cît toate siguranţele sînt bune. În momentul cînd una din siguranţe se arde, declanşează releul d_1. Cînd se arde mai mult de o siguranţă, anclanşează şi releul d_2. Semnalele respective sînt prelucrate în blocul logic de protecţie, specific fiecărei instalaţii.

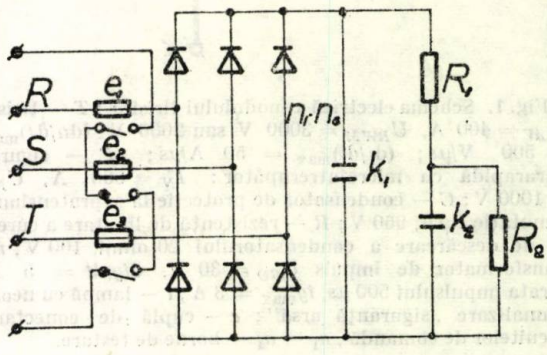


Fig. 4. Schema electrică a dispozitivului de detecţie selectivă a siguranţelor arse.

3.5. *Ansamblul convertizor*

Fiecare convertizor se compune dintr-un număr de modele ce se introduc într-un schelet metalic „*gen fagure*". Legăturile electrice $A-K$ ale modulelor la sistemul de bare al cadrului se fac pe partea din spate, cu ajutorul unei chei

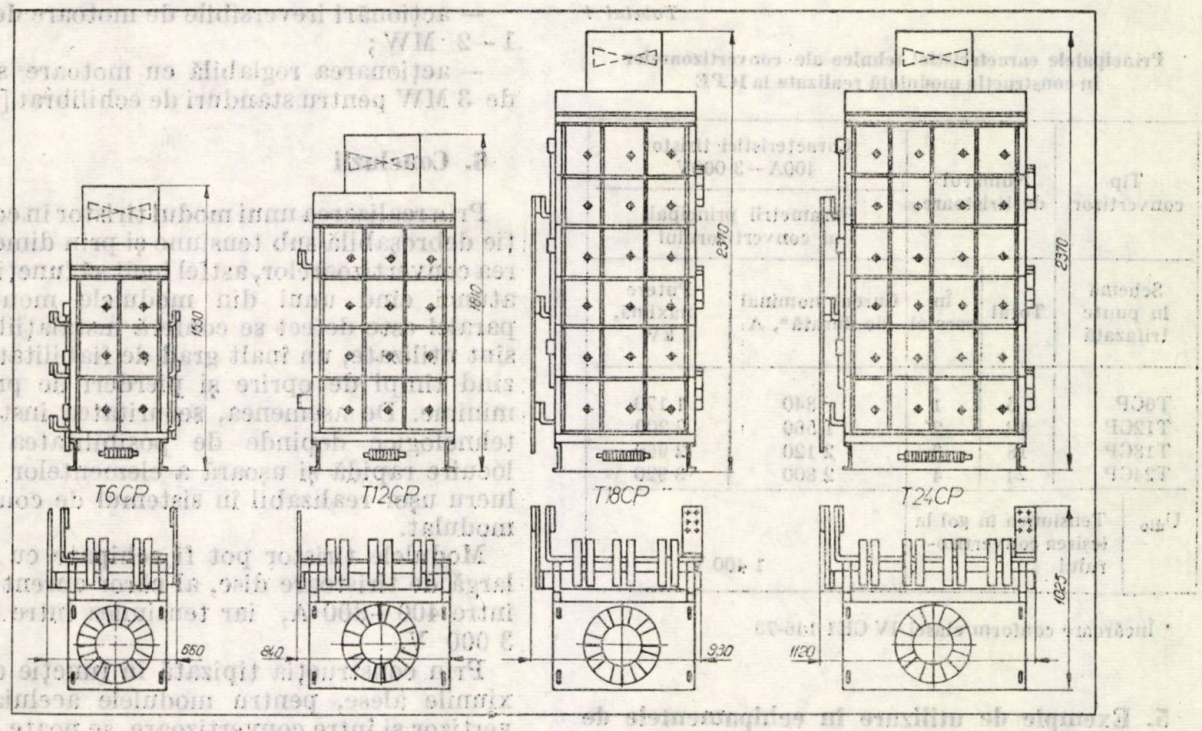


Fig. 5. Forma și gabaritele celor patru tipodimensiuni de convertizoare în construcție modulată.

speciale manevrate din față. Conectarea circuitelor de comandă și semnalizare se face prin cuplă. Fiecare coloană de module formează, după cum am arătat, trei canale prin care circulă aerul de răcire. Circularea aerului se face cu ajutorul unui ventilator axial cu un debit de 1,2 m³/s la o presiune de 20 mm col. apă. S-a prevăzut același ventilator pentru toate cele patru tipuri de convertizoare.

În figura 5 se prezintă vederea de ansamblu a celor patru tipodimensiuni de convertizoare cu 6, 12, 18 și respectiv 24 de module tiristor. Pe partea laterală sînt montate dispozitivele de protecție la supratensiune și dispozitivul de detecție selectivă a siguranțelor arse.

Convertizoarele sînt prevăzute cu dispozitive de supraveghere a circulației aerului de răcire și a temperaturii acestuia.

Construcția cadrului se bazează, de asemenea, pe elemente tipizate pentru toate cele patru tipodimensiuni.

În figura 6 este dată vederea de ansamblu a unui convertizor cu patru tiristoare răcit forțat în circuit închis cu schimbător aer-apă.

Capacitatea de transfer a schimbătorului aer-apă este de 16 kW la temperatura de intrare a apei de 28°C și un debit de 4 m³/h.

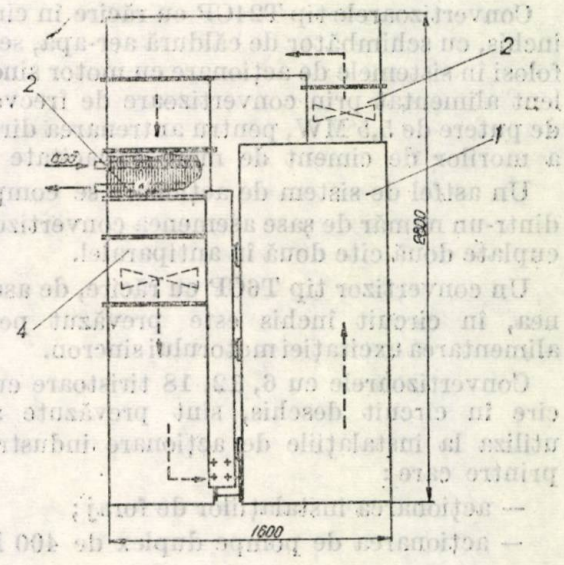


Fig. 6. Vedere de ansamblu a unui convertizor de tipul T24CP cu sistem de răcire în circuit închis și schimbător de căldură aer-apă : *1* — convertizor cu tiristoare ; *2* — schimbător de căldură aer-apă ; *3*, *4* — ventilatoare.

4. Caracteristici tehnice

Seria de convertizoare cuprinde patru tipodimensiuni cu 6, 12, 18 și respectiv 24 de module tiristor, fiecare în varianta de răcire forțată în circuit închis cu schimbător de căldură aer-apă.

Toate tipurile sînt executate în schema de redresare punte trifazată ; se pot face însă orice alte scheme, în limitele caracteristicilor date ale tiristoarelor.

Principalele caracteristici tehnice sînt date în tabelul 1.

Tabelul 1

Principalele caracteristici tehnice ale convertizoarelor în construcţia modulată realizate la ICPE

Tip convertizor	Numărul de tiristoare		Caracteristici tiristor 400A—3 000V	
			Parametrii principali ai convertizorului	
Schemă în punte trifazată	Total	În paralel	Curent nominal de durată*, A	Putere maximă, kW
T6CP	6	1	840	1 170
T12CP	12	2	1 560	2 200
T18CP	18	3	2 120	2 960
T24CP	24	4	2 800	3 920
U_{dio}	Tensiunea în gol la ieşirea convertizorului		1 400 V	

* Încărcare conform clasei IV CEI 146-73

5. Exemple de utilizare în echipamentele de acţionare elaborate de I.C.P.E.

Convertizoarele tip T24CP cu răcire în circuit închis, cu schimbător de căldură aer-apă, se vor folosi în sistemele de acţionare cu motor sincron lent alimentat prin convertizoare de frecvenţă de putere de 5,5 MW, pentru antrenarea directă a morilor de ciment de mare capacitate [2].

Un astfel de sistem de acţionare se compune dintr-un număr de şase asemenea convertizoare, cuplate două cîte două în antiparalel.

Un convertizor tip T6CP cu răcire, de asemenea, în circuit închis este prevăzut pentru alimentarea excitaţiei motorului sincron.

Convertizoarele cu 6, 12, 18 tiristoare cu răcire în circuit deschis, sînt prevăzute a se utiliza la instalaţiile de acţionare industrială, printre care :

— acţionarea instalaţiilor de foraj ;

— acţionarea de pompe duplex de 400 kW ;

— acţionări ireversibile de motoare de c.c. de 1—2 MW ;

— acţionarea reglabilă cu motoare sincrone de 3 MW pentru standuri de echilibrat [4].

6. Concluzii

Prin realizarea unui modul tiristor în construcţie debroşabilă sub tensiune şi prin dimensionarea convertizoarelor, astfel încît să funcţioneze şi atunci cînd unul din modulele montate în paralel este defect se conferă instalaţiilor unde sînt utilizate, un înalt grad de fiabilitate, realizînd timpi de oprire şi pierderi de producţie minime. De asemenea, securitatea instalaţiilor tehnologice depinde de posibilitatea de înlocuire rapidă şi uşoară a elementelor defecte, lucru uşor realizabil în sistemul de convertizor modulat.

Modulele tiristor pot fi echipate cu o gamă largă de tiristoare disc, al căror curent variază între 400—800 A, iar tensiunea între 1 000 şi 3 000 V.

Prin construcţia tipizată în funcţie de conexiunile alese, pentru modulele aceluiaşi convertizor şi între convertizoare, se poate obţine o gamă foarte largă de tipuri de convertizoare complexe utilizate în acţionări ireversibile, reversibile, în curent continuu sau alternativ cicloinvertoare sau convertizoare de frecvenţă

Bibliografie

[1] *Dan, I., Rădulescu, V., Şerbu, V.* ş.a. Echipament de acţionare directă a morilor de ciment cu motor sincron de 5,5 MW — documentaţie internă ICPE, problema 56/1976.

[2] *Dan, I., Rădulescu, V.* Studiu privind acţionarea, directă a morilor de minereu cu motor sincron — documentaţie internă ICPE, problema 309/76.

[3] *Dan, I., Şerbu, V.* Studiu privind acţionarea electrică cu turaţie reglabilă 3 MW, 900—3 000 rot/min pentru stand încercări turbocompresoare — documentaţie internă ICPE, problema 23/1976.

[4] * * * Ahtiengesellschaft Brown Boveri — Thysert-Stromrichterbaustein in Einschubtechnic.

Intrat în redacţie la 20.VIII.1977

CZ 621.318.3

CÎMP ELECTROMAGNETIC
CONCENTRATOR DE CÎMP
SCHEME ECHIVALENTE
DEFORMARE ELECTROMAGNETICĂ

Scheme echivalente ale concentratorilor de cîmp

MIHAI ŞERBĂNESCU* — BUCUREŞTI

În vederea utilizării la deformarea electromagnetică a metalelor, la încălzirea prin inducţie sau în fizica experimentală, au fost create mai multe tipuri de concentratori neferomagnetici de cîmp.

O categorie de concentratori este reprezentată prin concentratorul cu bobină cilindrică (fig. 1.),

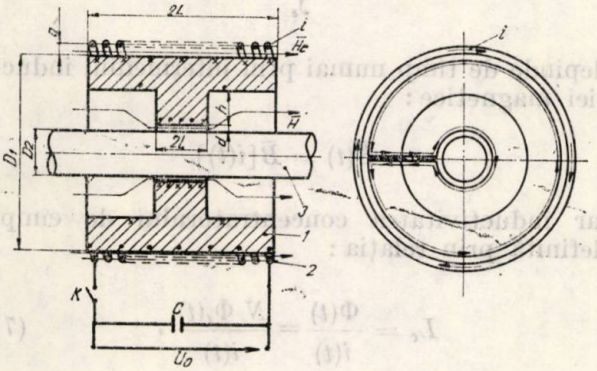


Fig. 1. Concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică: *1* — corpul concentratorului; *2* — bobina concentratorului; *3* — piesa de lucru.

iar o a doua categorie este cea a concentratorilor cu crestături (fig. 2.), avînd ca tipuri principale concentratorul cu bobine serie, concentratorul cu bobină elicoidală şi concentratorul cu bobine paralel.

şi reprezintă intensitatea cîmpului magnetic la suprafaţa piesei de lucru în dreptul mijlocului pragului, iar f(x) este o funcţie de punct care

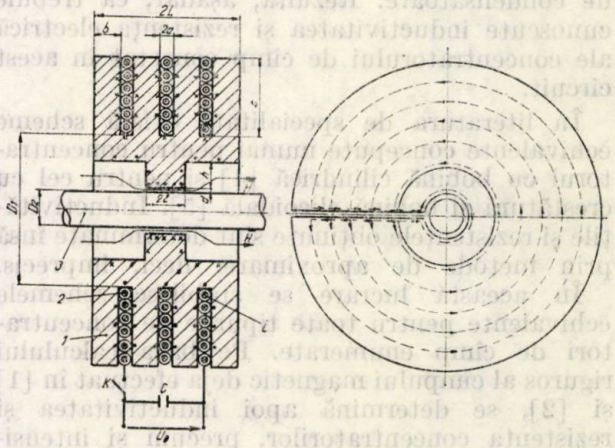


Fig. 2. Concentratorul de cîmp cu crestături: *1* — corpul concentratorului; *2* — bobină; *3* — piesa de lucru.

reduce mărimea lui H pe măsură ce punctul se îndepărtează de mijlocul pragului.

În cazul concentratorului cu crestături, intensitatea cîmpului magnetic produs este dată tot de relaţia (1), în care însă:

$$H_0(t) = qJ_1(t)\,\frac{\frac{a}{2}\ln\frac{1+2e^{\frac{\pi c}{2a}}\left(1+\sqrt{1+e^{-\frac{\pi c}{2a}}}\right)}{3{,}071\,(1-u^2)}}{2d\ln\left(1+\frac{h}{2d}\right)+h\ln\left(1+\frac{2d}{h}\right)+\pi\frac{Ld+lh}{d+h}-1{,}386\,d} = qJ_1(t)F_2. \qquad (3)$$

Pentru fiecare tip de concentrator au fost determinate expresiile intensităţii cîmpului magnetic produs în zona de cîmp intens [1], [2], valorile obţinute prin calcul avînd o concordanţă satisfăcătoare cu rezultatele experimentale. Astfel, intensitatea cîmpului magnetic produs de concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică la suprafaţa piesei de deformat este:

$$H(x, t) = H_0(t)\,\mathrm{f}(x), \qquad (1)$$

unde:

$$H_0(t) = J_1(t)\,\frac{2L\,\mathrm{arctg}\,\frac{2L}{a}+\frac{a}{2}\ln\frac{a^2}{a^2+4L^2}}{2d\ln\left(1+\frac{h}{2d}\right)+h\ln\left(1+\frac{2d}{h}\right)+\pi\frac{Ld+lh}{d+h}-1{,}386\,d} = J_1(t)F_1. \qquad (2)$$

Cu q s-a notat numărul de crestături ale concentratorului, iar densitatea lineică de curent $J_1(t)$ este:

$$J_1(t) = \frac{Ni(t)}{c-a}, \qquad (4)$$

în cazul concentratorului cu bobine serie:

$$J_1(t) = \frac{i(t)}{c-a}, \qquad (5)$$

* Dr. ing. *Şerbănescu, M.* este şef de lucrări la Catedra de măsuri şi aparate electrice de la Institutul politehnic — Bucureşti.

pentru concentratorul cu bobină elicoidală și:

$$J_l(t) = \frac{i(t)}{q(c-a)}, \qquad (6)$$

în cazul concentratorului cu bobine paralel [3]. În aceste expresii $i(t)$ reprezintă curentul la bornele concentratorului de cîmp.

Se observă că pentru calculul intensității cîmpului magnetic este necesară cunoașterea curentului din circuitul de descărcare a bateriei de condensatoare. Rezultă, așadar, că trebuie cunoscute inductivitatea și rezistența electrică ale concentratorului de cîmp conectat în acest circuit.

În literatura de specialitate există scheme echivalente concepute numai pentru concentratorul cu bobină cilindrică [4] și pentru cel cu crestătură și bobină elicoidală [5]. Inductivitățile și rezistențele obținute sînt determinate însă prin metode de aproximare, deci, imprecis.

În această lucrare se stabilesc schemele echivalente pentru toate tipurile de concentratori de cîmp enumerate. Pe baza calculului riguros al cîmpului magnetic deja efectuat în [1] și [2], se determină apoi inductivitatea și rezistența concentratorilor, precum și intensitatea curentului din circuitul de descărcare a bateriei de condensatoare.

1. Concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică

Schema echivalentă a circuitului de descărcare în care este conectat concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică, valabilă pentru o frecvență dată, este prezentată în figura 3, unde s-a notat cu:

- C — capacitatea bateriei de condensatoare;
- U_0 — tensiunea inițială a bateriei de condensatoare;
- L_e — inductivitatea echivalentă a căilor de curent, bateriei de condensatoare și aparatului de conectare;
- R_e — rezistența echivalentă a căilor de curent, bateriei de condensatoare și aparatului de conectare;

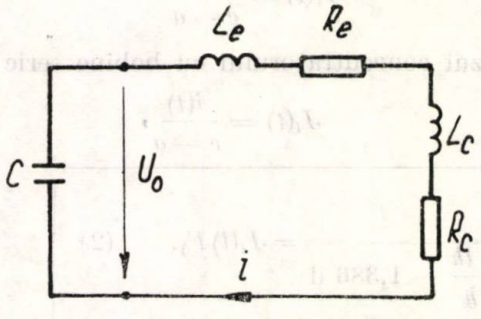


Fig. 3. Schema echivalentă a circuitului de descărcare cu concentrator de cîmp cu bobină cilindrică.

- L_c — inductivitatea concentratorului de cîmp;
- R_c — rezistența bobinei concentratorului de cîmp.

Frecvența ridicată a cîmpului electromagnetic, determină existența efectului pelicular net. În acest caz forma liniilor de cîmp magnetic nu variază în timp, astfel încît cele două tuburi de flux magnetic ale concentratorului (cel din zona exterioară și cel din zona interioară) au configurații invariabile în timp. Fluxul magnetic total $\Phi(t)$ printr-o suprafață S care se sprijină pe spirele concentratorului:

$$\Phi(t) = \int_s \bar{B}(t)\, d\bar{A},$$

depinde de timp numai prin intermediul inducției magnetice:

$$\bar{B}(t) = \bar{B}[i(t)],$$

iar inductivitatea concentratorului de cîmp, definită prin relația:

$$L_c = \frac{\Phi(t)}{i(t)} = \frac{N\,\Phi_f(t)}{i(t)}, \qquad (7)$$

este, așadar, o mărime constantă în timp.

Fluxul magnetic fascicular $\Phi_f(t)$ se exprimă sub forma unei sume:

$$\Phi_f(t) = \Phi_{fe}(t) + \Phi_{fi}(t), \qquad (8)$$

unde:

- $\Phi_{fe}(t)$ este fluxul magnetic fascicular corespunzător tubului de flux exterior al concentratorului (delimitat de pînza de curent a bobinei și de suprafața cilindrică exterioară a concentratorului), iar
- $\Phi_{fi}(t)$ — fluxul magnetic fascicular corespunzător tubului de flux interior concentratorului (delimitat de suprafața interioară a concentratorului și de suprafața piesei de lucru).

Considerînd modelul plan-paralel al concentratratorului, fluxul fascicular lineic Φ_{fl} (fig. 4) este:

$$\Phi_{fl} = \int_{(c)} \bar{B}\bar{n}\, ds, \qquad (9)$$

unde $\bar{n}$ este versorul normalei la suprafața delimitată de curba (C) și direcția perpendiculară pe planul figurii. Alegînd poziția curbei (C) pe axa de simetrie AA' a concentratorului, unde cîmpul magnetic este uniform, versorul $\bar{n}$ și

vectorul $\bar{B}$ vor avea aceeaşi orientare, iar fluxul fascicular lineic va deveni :

$$\Phi_{fl} = B \int_{(c)} ds. \tag{10}$$

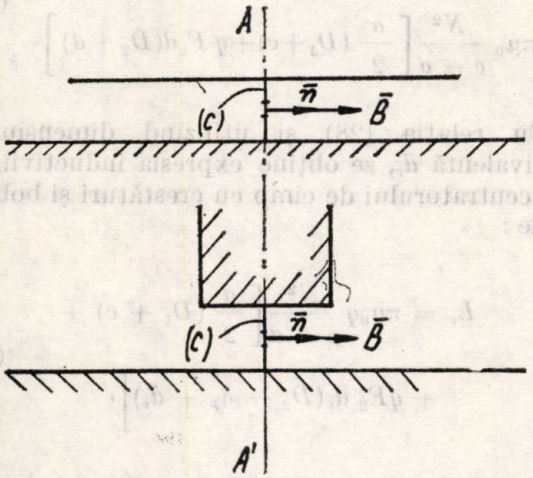


Fig. 4. Relativ la calculul fluxului fascicular lineic.

Pentru tubul de flux exterior, fluxul fascicular lineic Φ_{fle} va avea, deci, expresia :

$$\Phi_{fle}(t) = B_e(t)a = \mu_0 J_l(t)a, \tag{11}$$

iar pentru tubul de flux din interior, fluxul fascicular lineic Φ_{fli} va fi :

$$\Phi_{fli}(t) = B_0(t)\, d = \mu_0 H(t)\, d. \tag{12}$$

Aşadar, fluxurile magnetice fasciculare Φ_{fe} şi Φ_{fi} devin :

$$\Phi_{fe}(t) = \pi(D_1 + a)\, \Phi_{fle}(t) = \pi\mu_0 J_l(t) a(D_1 + a), \tag{13}$$

$$\Phi_{fi}(t) = \pi(D_2 + d)\, \Phi_{fli}(t) = \pi\mu_0 J_l(t) F_1 d(D_2 + d), \tag{14}$$

iar cu relaţia (8) rezultă fluxul magnetic fascicular $\Phi_f(t)$:

$$\Phi_f(t) = \pi\mu_0 J_l(t)\, [a(D_1 + a) + F_1\, d(D_2 + d)], \tag{15}$$

sau :

$$\Phi_f(t) = \pi\mu_0 \frac{Ni(t)}{2L}\, [a(D_1 + a) + F_1 d(D_2 + d)]. \tag{16}$$

În locul dimensiunii d, utilizînd dimensiunea echivalentă $d_e = d + \frac{\delta_c}{2} + \frac{\delta_p}{2}$, în care δ_c şi δ_p sînt adîncimile de pătrundere în semispaţiul conductor pentru materialul concentratorului, respectiv al piesei, se ţine seama şi de fluxul magnetic care trece prin conductorul masiv [1]. Cu relaţia (7), se obţine în final expresia inductivităţii concentratorului de cîmp cu bobină cilindrică :

$$L_c = \pi\mu_0 \frac{N^2}{2L} [a(D_1 + a) + F_1 d_e(D_2 - \delta_p + d_e)], \tag{17}$$

unde în expresia lui F_1, mărimea d se înlocuieşte prin d_e.

Rezistenţa R_e a bobinei concentratorului de cîmp este dată de relaţia :

$$R_c = k_R \rho \frac{\pi(D_1 + 2a) N^2}{S} \tag{18}$$

unde :

k_R este factorul de creştere a rezistenţei în alternativ ;

ρ — rezistivitatea conductorului de bobinaj ;

S — aria secţiunii conductorului de bobinaj.

Pentru conductorul de bobinaj avînd secţiune circulară şi în cazul efectului pelicular net [5], expresia rezistenţei bobinei concentratorului de cîmp devine :

$$R_c = \frac{D_1 + 2a}{d_c} N \sqrt{\frac{\pi\mu_0}{\sigma}} \sqrt{f}, \tag{19}$$

unde d_c şi σ sînt diametrul, respectiv conductivitatea conductorului înfăşurării.

Notînd :

$$L_t = L_e + L_c \tag{20}$$

$$R_t = R_e + R_c, \tag{21}$$

expresia curentului din circuitul de descărcare este :

$$i(t) = \frac{U_0}{\omega L_t} e^{-\alpha t} \sin \omega t, \tag{22}$$

unde :

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_t C}}; \quad \alpha = \frac{Rt}{2L_t}. \tag{23}$$

Curentul este oscilatoriu amortizat, deoarece în cazul circuitelor utilizate la deformarea electromagnetică este valabilă relaţia :

$$\omega_0^2 - \alpha^2 > 0, \tag{24}$$

sau :

$$L_t > \frac{R_t^2 C}{4}. \tag{25}$$

2. Concentratorul de cîmp cu crestături și bobine serie

Schema echivalentă a circuitului de descărcare în care este conectat concentratorul cu crestături și bobine serie, valabilă pentru o frecvență dată, este prezentată în figura 5. Păstrînd notațiile din figura 3, s-au mai notat :

L_{b1} inductivitatea bobinei din crestătura 1 a conductorului masiv, ținîndu-se seama și de piesa de lucru ;

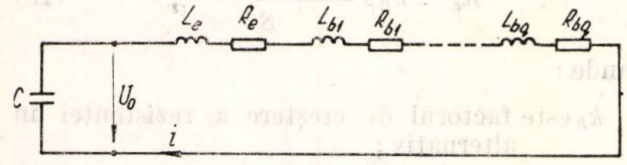


Fig. 5. Schema echivalentă pentru circuitul de descărcare cu concentrator de cîmp cu crestături și bobine serie.

R_{b1} — rezistența bobinei din crestătura 1 a conductorului masiv ;

L_{bq} — inductivitatea bobinei din crestătura q a conductorului masiv, cu considerarea pïesei de lucru ;

R_{bq} — rezistența bobinei din crestătura q a conductorului masiv.

Pentru bobine și crestături identice, bobinele fiind complet ecranate una față de alta de către pereții conductori despărțitori, se poate scrie :

$$L_{b1} = L_{b2} = \ldots = L_{bq} = L_b, \tag{26}$$

$$R_{b1} = R_{b2} = \ldots = R_{bq} = R_b. \tag{27}$$

Deoarece cele q bobine sînt conectate în serie, inductivitatea concentratorului de cîmp va fi :

$$L_c = qL_b, \tag{28}$$

iar rezistența bobinajului concentratorului :

$$R_c = qR_b. \tag{29}$$

Ținînd seama de tuburile de flux interior și exterior ale concentratorului și calculînd ca la punctul 1 fluxul magnetic fascicular prin spirele unei bobine, se obține :

$$\Phi_f(t) = \pi\mu_0 \frac{Ni(t)}{c-a}\left[\frac{a}{2}(D_1+c) + qF_2 d(D_2+d)\right], \tag{30}$$

astfel încît rezultă inductivitatea bobinei situată în crestătură :

$$L_b = \frac{N\Phi_f(t)}{i(t)} = \pi\mu_0 \frac{N^2}{c-a}\left[\frac{a}{2}(D_1+c)+qF_2 d(D_2+d)\right]. \tag{31}$$

Cu relația (28) și utilizînd dimensiunea echivalentă d_e, se obține expresia inductivității concentratorului de cîmp cu crestături și bobine serie :

$$L_c = \pi\mu_0 q \frac{N^2}{c-a}\left[\frac{a}{2}(D_1+c) + qF_2 d_e(D_2 - \delta_p + d_e)\right], \tag{32}$$

unde în expresia lui F_2, mărimea d se înlocuiește prin d_e.

Rezistența unei bobine a concentratorului este :

$$R_b = k_R \rho \frac{\pi(D_1+c)N}{S}, \tag{33}$$

iar în cazul conductorului de bobinaj cu secțiune circulară :

$$R_b = \frac{D_1+c}{d_e} N \sqrt{\frac{\pi\mu_0}{\sigma}}\sqrt{f}. \tag{34}$$

Așadar, rezistența bobinajului concentratorului de cîmp cu crestături și bobine serie este dată de expresia :

$$R_c = q\frac{D_1+c}{d_e} N \sqrt{\frac{\pi\mu_0}{\sigma}}\sqrt{f}. \tag{35}$$

Curentul prin concentrator este tot de forma (22), în care însă mărimile L_c și R_c care intervin în calculul inductivității totale L_t, respectiv al rezistenței totale R_t, sînt date de relațiile (32) și (35).

3. Concentratorul de cîmp cu crestătură și bobină elicoidală

Concentratorul cu crestătură și bobină elicoidală poate fi analizat ca un caz particular al concentratorului cu crestături și bobine serie și anume, cazul în care fiecare bobină are cîte o singură spiră. În acest caz conductorul spirei are secțiunea dreptunghiulară. Uzual însă, conductorul spirei este alcătuit dintr-un

fascicul de n conductoare izolate între ele, care pot fi considerate ca fiind conectate în paralel.

Din (32), pentru $N = 1$ rezultă expresia inductivității concentratorului de cîmp cu crestătură și bobină elicoidală :

$$L_c = \pi\mu_0 \frac{q}{c-a}\left[\frac{a}{2}(D_1 + c) + qF_2 d_e(D_2 - \delta_p + d_e)\right], \quad (36)$$

iar din (35), expresia rezistenței sale :

$$R_c = \frac{D_1 + c}{d_c}\frac{q}{n}\sqrt{\frac{\pi\mu_0}{\sigma}}\sqrt{f}. \quad (37)$$

Avînd aceste două mărimi determinate, curentul prin concentrator se poate calcula folosind relația (22).

4. Concentratorul de cîmp cu crestături și bobine paralel

Schema echivalentă a circuitului de descărcare în care este conectat concentratorul cu crestături și bobine paralel, valabilă pentru o frecvență dată, este prezentată în figura 6.

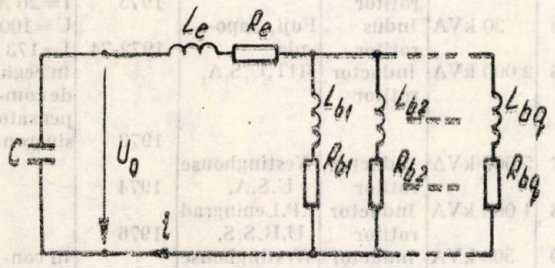


Fig. 6. Schema echivalentă a circuitului de descărcare cu concentrator de cîmp cu crestături și bobine paralel.

Pentru bobine și crestături identice, bobinele fiind complet ecranate una față de alta, ca și în cazul conectării în serie se poate scrie :

$$L_{b1} = L_{b2} = \ldots = L_{bq} = L_b$$
$$R_{b1} = R_{b2} = \ldots = R_{bq} = R_b.$$

Expresiile inductivității unei bobine și a rezistenței sale sînt date de relațiile (31), respectiv (34), calculate la punctul 2.

Ținînd seama că cele q bobine sînt conectate în paralel și utilizînd dimensiunea echivalentă d_e, rezultă expresia inductivității concentratorului de cîmp :

$$L_c = \pi\mu_0 \frac{N^2}{q(c-a)}\left[\frac{a}{2}(D_1 + c) + qF_2 d_e(D_2 - \delta_p + d_e)\right], \quad (38)$$

și expresia rezistenței bobinajului său :

$$R_c = \frac{D_1 + c}{d_c}\frac{N}{q}\sqrt{\frac{\pi\mu_0}{\sigma}}\sqrt{f}. \quad (39)$$

Curentul din circuitul de descărcare (deci, curentul la bornele concentratorului) este dat tot de expresia (22), în care L_t și R_t se calculează folosind relațiile (38) și (39). De această dată însă curentul prin fiecare bobină a concentratorului nu mai este egal cu curentul din circuitul de descărcare, ci de q ori mai mic.

De menționat că influiența rezistenței piesei concentratorului și a piesei de deformat (care nu sînt menționate în schemele echivalente) se reflectă direct în mărimea cîmpului magnetic realizat. Aceasta este dependent de rezistivitatea concentratorului și a piesei prin intermediul dimensiunii de care se recomandă a fi folosită în expresiile (2) și (3) în locul dimensiunii d [1], [2].

5. Concluzii

Avînd ca punct de plecare expresiile stabilite pentru intensitatea cîmpului magnetic produs de concentratorii de cîmp și ținînd seama de unele caracteristici tipice funcționării acestora, se determină fluxurile magnetice fasciculare în cele două tuburi de flux magnetic ale concentratorilor.

Cu aceste expresii și stabilind schemele echivalente pentru fiecare tip de concentrator de cîmp, se determină inductivitățile și rezistențele care intervin în fiecare schemă echivalentă.

Ca prim rezultat, apare posibilitatea determinării curentului care străbate concentratorul de cîmp, deci, a predeterminării prin calcul a inducției magnetice realizate. În același timp devine posibilă comparația dintre valorile inducției magnetice realizate de fiecare tip de concentrator, deci alegerea tipului optim de concentrator de cîmp.

Bibliografie

[1] *Șerbănescu, M.* Intensitatea cîmpului magnetic produs de concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică. In : E.E.A. Electrotehnica, **24**, nr. 8, 1976, p. 315—321.

[2] *Șerbănescu, M.* Calculation of the magnetic field intensity for slotted field concentrators. In : Rev. Roum. Sci. Techn. — Électrotechn. et Énerg., **21**, nr. 3, 1976, p. 365—376.

[3] *Șerbănescu, M.* Sinteza cîmpurilor magnetice intense cvasistaționare, utilizînd concentratori neferomagnetici de cîmp ; acțiuni ponderomotoare ale acestora. Teză de doctorat. Institutul politehnic București, 1976.

[4] *Dietz, H., Lippmann, H.J., Schenk, H.* Theorie des Magneform — Verfahrens : Abgestufter Feldkonzentrator. In : ETZ—A, **88**, nr. 19, 1967, p. 475—480.

[5] *Milne, J.D., Srivastava, K.D., Wilson, M.N.* Pulsed high field magnets. NIRL/R/78, Rutherford High Energy Laboratory Report, 1965.

[6] *Mocanu, C.I.* Bazele electrotehnicii — Curenți variabili în conductoare masive. Lito. Inst. politehnic București, 1969.

Intrat în redacție la 20.VIII.1977

CZ 621.313.322–81:537.312.62

TURBOGENERATOARE
EXCITAȚIE SUPRACONDUCTOARE
STADIUL ACTUAL
PERSPECTIVE

Turbogeneratoare de mare putere cu înfășurare de excitație supraconductoare

GHEORGHE ATANASIU* — TIMIȘOARA

Introducere

Utilizarea fenomenului de supraconductibilitate în mașinile electrice este una din aplicațiile tehnice cele mai recente ale criogeniei. Posibilitatea obținerii a milioane de amperspire, cu pierderi aproape nule, a fost factorul primar care a impulsionat demararea cercetărilor teoretice și experimentale în acest domeniu.

Pe de altă parte, creșterea accelerată a necesităților de energie electrică, a condus la mărirea puterilor unitare ale hidro și turbogeneratoarelor. Dacă în 1947 puterea unitară maximă era de 100 MW, peste 25 de ani ajungînd la 600 MW, pentru anul 2000 se prevăd puteri de 10 000 MW.

Înfășurările supraconductoare ale mașinilor electrice modifică esențial atît proiectarea, cît și parametrii acestora. În stadiul actual al tehnologiei supraconductoarelor, utilizarea acestora este rezervată în exclusivitate pentru generarea cîmpurilor magnetice constante sau avînd o pulsație de maximum 1 Hz [1]. În acest context, în mașinile electrice, înfășurările supraconductoare reprezintă sistemul de excitație în c.c.

1. Realizările actuale

Studiile, proiectele și cercetările experimentale au urmărit, în primul rînd, obținerea certitudinii că utilizarea înfășurărilor supraconductoare este posibilă în mașinile electrice și, în al doilea rînd, confirmarea faptului că parametrii tehnico-economici sînt comparabili sau chiar superiori celor ai mașinilor electrice convenționale.

Cercetările actuale au ca scop mărirea puterii unitare și a puterii specifice, într-o gamă cît mai largă de turație, prin realizarea unor noi configurații constructive, care să permită exploatarea optimă a proprietăților supraconductoarelor: densitate de curent ridicată ($2 \div 10 \times \times 10^8 A/m^2$), la o inducție magnetică de peste 2,5 T, cu pierderi electrice nule.

În tabelul 1 sînt redate mașinile electrice sincrone supraconductoare experimentate, realizate în lume, cunoscute din datele publicate pînă în anul 1976.

Tabelul 1

Mașini sincrone supraconductoare

Nr. crt.	Puterea	Tipul	Realizatorul	Anul realizării	Observații
1	8 kVA	Indus rotitor	AVCO, U.S.A	1967	
2	45 kVA	Inductor rotitor	MIT, U.S.A.	1969-71	Regim de compensator sincron
3	100 kVA	Indus rotitor	I.A.E.Moscova U.R.S.S.	1972	
4	21 kVA	Indus rotitor	R.D.G.	1972	U = 380 V I = 20 A
5	30 kVA	Indus rotitor	Fuji, Japonia	1973	U = 100 V I = 173 A
6	2 000 kVA	Inductor rotitor	MIT, U.S.A.	1972-74	În regim de compensator sincron
7	5 000 kVA	Inductor rotitor	Westinghouse U.S.A.	1973	
8	1 000 kVA	Inductor rotitor	I.P.Leningrad U.R.S.S.	1974	
9	300 kVA	Inductor rotitor	Westinghouse U.S.A.	1976	În construcție
10	10 MVA	Inductor rotitor	Westinghouse U.S.A.	1976	În construcție pt. aviație

Problemele specifice proiectării acestor tipuri mai noi de mașini electrice se rezumă la următoarele aspecte:

1 — Alegerea configurației mașinii.

2 — Realizarea înfășurării supraconductoare și a vasului Dewar.

3 — Ecranarea termică și magnetică a înfășurării supraconductoare.

4 — Analizarea forțelor de reacție la care este supusă atît înfășurarea supraconductoare cît și cea convențională.

5 — Prelucrarea cuplului activ de rotorul mașinii în absența miezului feromagnetic.

6 — Rigiditatea dielectrică a înfășurărilor.

7 — Efectuarea răcirii înfășurării convenționale și a celei supraconductoare.

* Dr. ing. *Atanasiu, Gh.* este conferențiar la Institutul politehnic *Traian Vuia* din Timișoara, Facultatea de electrotehnică.

8 — Alegerea refrigeratorului de heliu și a elementelor de protecție criogenică a înfășurării supraconductoare.

9 — Analiza prețului de cost și a fiabilității ansamblului.

Realizarea mașinilor electrice cu înfășurări supraconductoare este condiționată de progresul tehnic din domeniul supraconductoarelor. Parametrii obținuți pe eșantioane, în condiții de laborator, trebuie menținuți în condițiile unei tehnologii la scară industrială obținîndu-se supraconductoare cu o maniabilitate comparabilă cu cea a conductoarelor convenționale la un preț de cost acceptabil **.

Supraconductorul utilizat actualmente la realizarea înfășurărilor de excitație este aliajul NbTi, avînd o densitate critică de curent de $2 \cdot 10^8 A/m^2$, la o inducție negativă de 10 T și o temperatură de 4,2°K, fiind un supraconductor din speța a III-a [1]. Supraconductoarele se realizează dintr-un număr ridicat de filamente, cu diametrul de ordinul micronilor, înglobate într-o matrice de cupru. Tehnologia actuală a supraconductoarelor permite realizarea unor bobine pentru cîmpuri magnetice cu inducție ce depășesc 10 T, obținîndu-se așa-numitele *„înfășurări stabilitate"* [2].

Prima mașină electrică sincronă experimentată, care a permis obținerea unor concluzii privind perspectivele utilizării unei înfășurări de excitație supraconductoare, a fost realizată la MIT în U.S.A. în anii 1972—1974 (poz. 6 din tab. 1).

Mașina are inductorul cu înfășurare supraconductoare (NbTi), rotit la 3 600 rot/min, răcit cu heliu lichid, în circulație continuă (fig. 1). Menținerea vidului în vasul Dewar rotitor, aducerea heliului lichid și evacuarea heliului gazos, precum și conductoarele de alimentare a excitației, răcite de heliul gazos, sînt asamblate într-un cuplaj rotitor, plasat în continuarea inelelor de contact (fig. 2). Înfășurarea statorică este realizată din conductoare multifilare, transpuse, plasate pe un tub fenolic. Rigidizarea este realizată prin fibre de sticlă distanțoare fenolice între straturi. Cuplul reactiv este preluat de un tub din rășină epoxidică, întărită cu fibre de sticlă. Întreg ansamblul este răcit cu ulei în circulație continuă.

Înfășurarea supraconductoare, bipolară, produce în spațiul indusului un cîmp magnetic de 2,5 T, pentru un curent de excitație de 800 A.

Ecranul de protecție electric și termic este realizat din cupru, de 2,18 mm grosime, fixat pe rotor, lucrînd la o temperatură de 20—80°K.

** În condițiile tehnologice actuale prețul de cost orientativ se extinde în domeniul a 2 ÷ 15 $ U.S.A. $kA^{-1} \cdot m^{-1}$.

Principalii parametri sînt redați în tabelul 2 [3].

Tabelul 2

Principalii parametri ai generatorului sincron de 3 MVA, realizat la M.I.T. (U.S.A.) [3]

Diametrul exterior al ecranului statoric (Fe)	812,8	mm
Lungimea ecranului statoric	1 028,74	mm
Diametrul interior al înfășurării statorice	254	mm
Diametrul exterior al ecranului rotoric	227	mm
Puterea (cu ecran din Fe-Si)	3 070	kVA
Tensiunea de linie	1 380	V
Curentul pe fază	740	A
Curentul de excitație	785	A
Reactanța sincronă	37	%
Turația	3 600	rot/min
Densitatea de curent statoric	$2,5 \times 10^6$	A/m^2
Densitatea de curent rotoric	$0,9 \times 10^8$	A/m^2
Randamentul	97,8	%

2. Probleme specifice

Principiul de funcționare a mașinilor sincrone — constanța pozițiilor relative ale solenațiilor indusului și inductorului — a orientat aplicarea înfășurărilor supraconductoare cu precădere la acest tip de mașină electrică.

Mărirea considerabilă a puterii sistemelor electrice a condus la creșterea puterilor unitare ale generatoarelor sincrone convenționale; consecințele acestei creșteri prezintă următoarele aspecte:

— micșorarea prețului unitar prin utilizarea mai rațională a materialelor active, datorită introducerii procedeelor superioare de răcire;

— îmbunătățirea randamentului;

— mărirea valorii curentului nominal, deci o mărire a reactanțelor unitare și o micșorare a constantelor de timp;

— menținerea gradului de stabilitate conduce la o mărire a întrefierului, ceea ce necesită o excitație mărită. Drept urmare se atinge un maxim al randamentului, urmat de o micșorare impusă prin mărirea t.m.m. de excitație;

— dimensiunile rotorului și statorului sînt limitate, atît din considerente tehnologice cît și de transport; se obține astfel o creștere a prețului de cost, care de la o anumită putere ($P_n > 600$ MVA) contracarează micșorarea impusă prin considerentele electrotehnice.

Majoritatea acestor probleme se pot rezolva prin introducerea înfășurărilor supracoductoare, care permit:

— mărirea considerabilă a fluxului inductor ($B > 2,5$ T);

— eliminarea circuitului feromagnetic și, deci, o mărire a volumului ocupat de înfășurarea indusului;

— reducerea greutății și volumului; mărirea randamentului; reducerea prețului de cost; mărirea stabilității statice și dinamice; eliminarea utilizării răcirii prin hidrogen;

— posibilitatea obținerii unor tensiuni mărite ($U_n > 30$ kV);

— posibilități de transport mai ușoare.

Elementele de proiectare a mașinilor sincrone cu înfășurarea excitație supraconductoare au fost stabilite în lucrările [7] și [8]. Înfășurările indusului și inductorului sînt considerate avînd o formă toroidală, înglobate într-un cilindru ecran. Prin determinarea cîmpului magnetic, în absența unui mediu feromagnetic, se pot deduce rela-

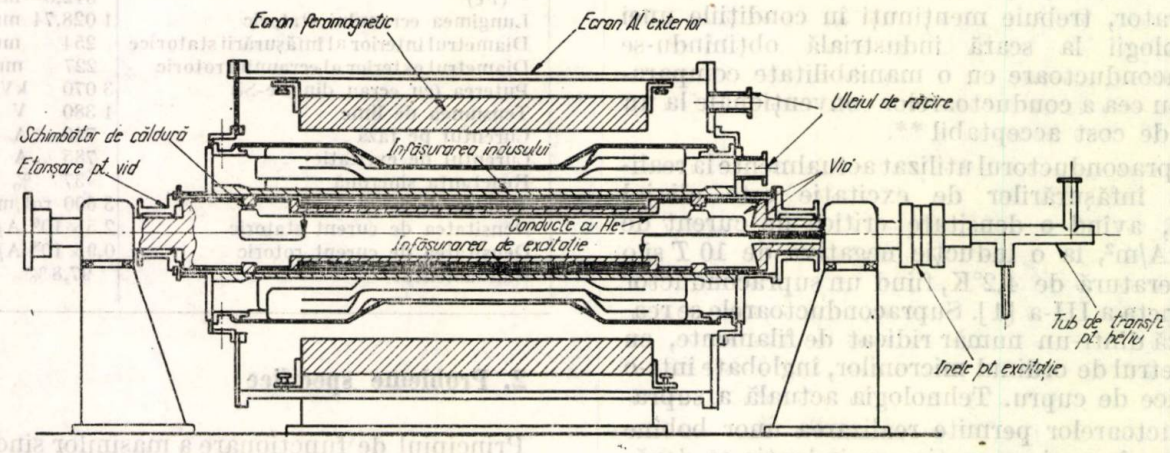


Fig. 1

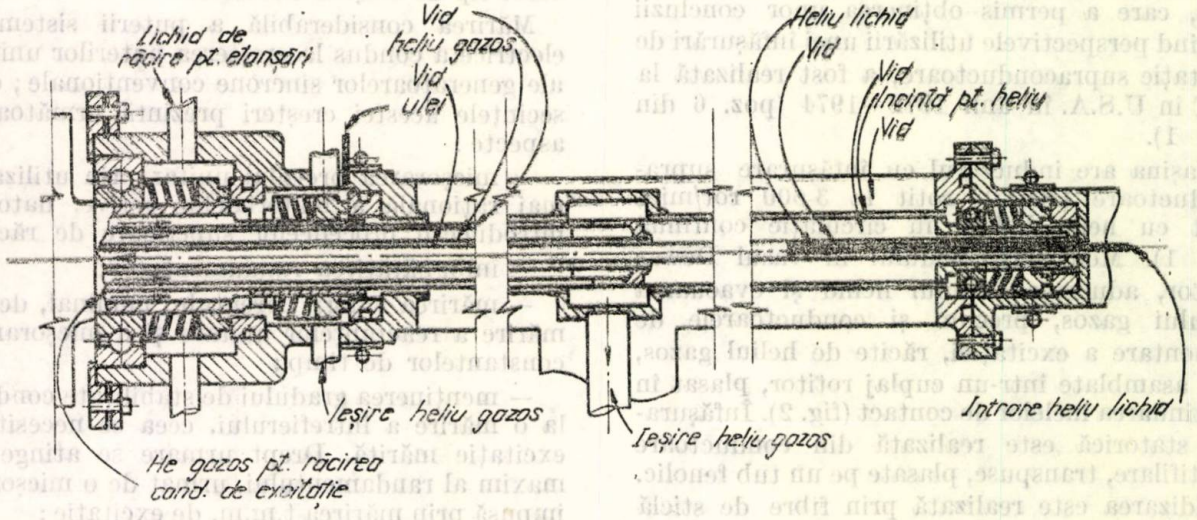


Fig. 2

Toate aceste considerații au permis ca pe baza unui studiu comparativ între generatoarele supraconductoare și cele convenționale să rezulte faptul că pentru turbogeneratoare, varianta cu excitație supraconductoare devine competitivă la puteri de peste 750 MVA, pentru $2p = 2$ și 1 500 MVA, pentru $2p = 4$.

Mărirea randamentului este de ordinul a $0{,}3 \div 0{,}8\,\%$ ceea ce, pentru o funcționare normală într-o centrală (~ 30 ani), conduce la reducerea considerabilă a investigațiilor [4, 5, 6].

țiile care definesc parametrii mașinii (tensiuni, curenți, reactanțe, forțe) în funcție de dimensiunile geometrice. Pe baza acestor relații se poate efectua un calcul estimativ, care să permită compararea parametrilor obținuți pentru un generator sincron în cele două variante, convențională și supraconductoare.

Tabelul 3 sintetizează rezultatele unei proiectări comparative pentru un generator sincron de 600 MVA în varianta convențională și supraconductoare.

Tabelul 3

Parametrii comparativi ai unui generator sincron de 600 MVA, proiectat cu înfășurare de excitație convențională sau supraconductoare [6]

Parametrii	Unitatea de măsură	Excitație convențională	Excitație supraconductoare
Puterea	MW	600	600
Factorul de putere	—	0,9	0,9
Tensiunea nominală	kV	20	20
Reactanța sincronă x_d	%	268	135
Reactanța tranzit. x'_d	%	37	42
Raportul de s.c.	—	0,4	2,7
Pierderile în fier	kW	836	400
Pierderi în Cu stator	kW	2 740	2 500
Pierderi în excitație	kW	1 792	0
Pierderi termice	kW	0	200
Pierderi în lagăre	kW	700	700
Pierderi suplimentare	kW	528	500
Pierderi totale	kW	6 596	4 300
Randamentul	%	98,91	99,29
Greutatea carcasei statorice	t	140	48
Greutatea înfășurării statorice	t	14	8
Greutatea rotorului	t	42	15
Greutatea înfășurării rotorice	t	10	1,3
Greutatea totală	t	400	154
Greutatea specifică	kg/kVA	0,59	0,23
Lungimea activă	m	6,15	1,5
Diametrul rotorului	mm	1 150	800
Diametrul mașinii	m	4	3,5
Densitatea curentului rotoric	A/m^2	10^8	2.10^8
Densitatea curentului statoric	A/m^2	$7{,}75.10^7$	10^7
Inducția în întrefier	T	0,98	2,5
Frecvența	Hz	50	50
Viteza de rotație	rot/min	3 000	3 000

3. Concluzii

Realizările experimentale actuale s-au rezumat la cîteva prototipuri, care au avut drept scop demonstrarea posibilității de execuție și funcționare a unor generatoare sincrone avînd excitație supraconductoare.

O atenție deosebită trebuie acordată ecranelor termice și electromagnetice de protecție a înfășurării supraconductoare. O propunere interesantă a fost prezentată de J. L. Smith, privind realizarea unui „*ecran inerțial*", care are posibilitatea de rotație relativă față de rotor și poate prelua cuplurile parazite, ce apar în cazul scurtcircuitelor [5].

Analiza rezultatelor încercărilor experimentale și a proiectelor concepute permite obținerea următoarelor concluzii:

1. Generatoarele sincrone cu excitație supraconductoare sînt mai ușoare și au un volum mai redus decît generatoarele convenționale (~ 0,2 kg/kVA).

2. Realizarea statorului fără miezul feromagnetic, permite creșterea tensiunii nominale și implicit micșorarea curentului statoric ($U_n >$ > 30 kV).

3. Întreg ansamblul generatorului devine mai ieftin, la puteri în jurul valorii de 1 000 MVA pe unitate.

4. Randamentul prezintă o mărire, în medie cu 0,5% ceea ce constituie o economie de energie apreciabilă.

5. Stabilitatea statică și dinamică mărită, prin micșorarea reactanțelor sincrone (în raportul 1 : 4 ~ 1 : 5) tranzitorii și supratranzitorii (în raportul 1 : 1,2 ~ 1 : 1,4). Valoarea acestor reactanțe este dependentă de materialul ecranului statoric (Fe sau Cu).

6. Capacitate termică mărită prin existența ecranelor de protecție, ceea ce permite mărirea produsului $I^2_{inv} \cdot t$, pentru perioadele tranzitorii de scurtcircuit.

7. Realizarea constructivă a rotorului permite obținerea unor turații critice ridicate (~ 2 n_n) și, astfel, mai puține probleme privind vibrațiile.

Problemele principale ale etapelor următoare constau în:

1. Realizarea unui sistem eficient de răcire al rotorului supraconductor și menținerea stării de supraconductibilitate în regimurile tranzitorii bruște.

2. Alegerea unei scheme de ecranare a rotorului eficace și simplă. Multiplele funcții ale acesteia necesită încă rezolvări atît teoretice cît și tehnologice.

3. Fixarea unei concepții noi privind realizarea înfășurării statorice, în absența miezului feromagnetic. Sistemul de consolidare a conductoarelor, supuse unui cîmp magnetic intens, trebuie să preia cuplul reactiv al mașinii, precum și să asigure o izolare electrică corespunzătoare.

4. Ecranarea spațiului exterior mașinii de cîmpurile magnetice intense.

Bibliografie

1] *Brechna, H.* Superconducting magnet systems, Berlin, Springer Verlag 1973, 590 pag.

[2] *Hadlow, G.M.E.*, ș.a. Superconductivity and its applications to power engineering. In: Proc. I.E.E. vol. **119**. nr. 8 R, august 1972, pag. 1003–1032.

[3] — Superconductors in large synchronous machines, E.P.R.I. **92**, Final. Raport, June 72.

[4] *Kullmann, D.* Supraleitende generatoren und motoren. In: V.D.I. Bildungswerk, **BW 2 810**, 1976.

[5] *Smith, J.L.* ș.a. Superconducting rotating machines, In: I.E.E.E. Trans. on Magnetics, vol **MAG-11**, nr. 2. march 1975.

[6] *Komarek, P.* Superconducting magnets in the world of energy, especially in fusion power. Criogenics, march 1976.

[7] *Woodson, H.H.* ș.a. A study of alternators with superconducting field Winding: I-Analysis. In: I.E.E.E. Trans. vol. **PAS–85** nr. 3, march 1966.

[8] *Bratoljic, T.* Turbogeneratoren mit supraleitender erregerwicklung, Bull. S.E.V. **64**, 17 aug., 1973.

Intrat în redacție la 21.VI.1977

CZ 669.184.146: 621.316

CONVERTIZOR DE FRECVENȚĂ
CIRCUITE CU TIRISTOARE
CALCULATOR NUMERIC

Calculul regimurilor tranzitorii din convertizorul static de frecvență de 500 Hz, asistat de calculatorul numeric

LUDU NICOLAE, IORDACHE MIHAI* — BUCUREȘTI

Introducere

În vederea realizării unei variante constructive optime din punct de vedere tehnico-economic a unui convertizor static de frecvență este necesar calculul regimurilor tranzitorii, care apar la schimbarea stărilor de funcționare a tiristoarelor (deschis, blocat).

Sistemul de ecuații diferențiale care descrie aceste regimuri tranzitorii este neliniar atît prin faptul că anumite elemente de circuit (bobine cu miez de fier, diode semiconductoare etc.) pot fi neliniare, cît și pentru că la trecerea tiristoarelor (considerate ideale) din stare blocat în stare deschis se schimbă numărul ecuațiilor de stare.

Calculul manual al acestor regimuri este foarte dificil, necesitînd un efort deosebit și un foarte mare timp de calcul, iar uneori este imposibil de efectuat [1—4].

De aceea, se impune, fără rezerve, utilizarea celui mai rapid și eficient instrument de calcul — calculatorul electronic.

În lucrare se prezintă un model original și eficient de calcul al convertizorului static de frecvență de 500 Hz pe calculatorul numeric, model ce poate fi utilizat cu mult succes și pentru alte tipuri de circuite cu tiristoare. Convertizorul calculat în prezenta lucrare a fost realizat practic și în prezent se află în exploatare în industrie.

1. Scrierea ecuațiilor

În figura 1a este prezentată schema echivalentă a convertizorului static de frecvență de 500 Hz, necesar încercărilor bobinelor de comandă ale aparatelor de comutație.

Considerînd că bobinele cu miez de fier din schema echivalentă din figura 1a funcționează pe porțiunile liniare ale caracteristicilor de magnetizare respective, ele pot fi caracterizate prin cîte o inductivitate constantă (fig. 1 b).

Cele două tiristoare din schema echivalentă prezentată în figura 1b se consideră ideale, cu rezistență nulă în stare de conducție (deschis) și infinită în stare de blocare. De asemenea, se consideră ideale și diodele semiconductoare D_5, D_6.

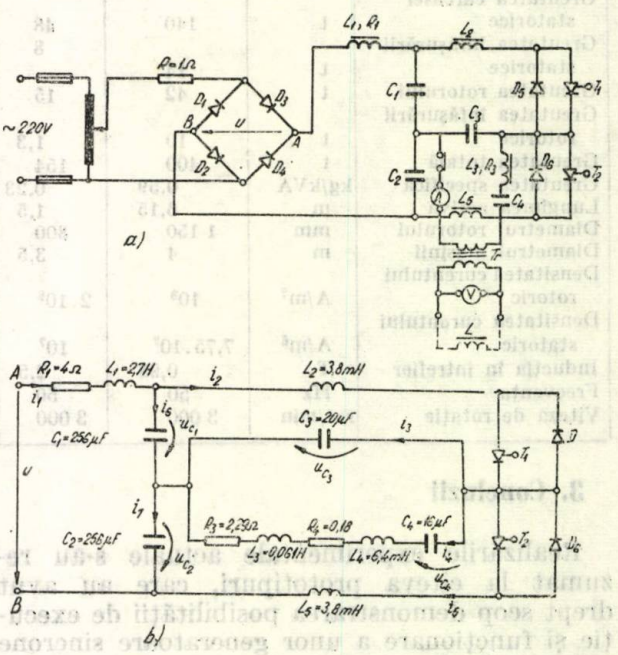


Fig. 1. Schema echivalentă a convertizorului static de frecvență de 500 Hz (a); schema echivalentă a circuitului văzut dinspre bornele AB (b).

Tensiunea de la ieșirea redresorului (fig. 1 a) s-a descompus în serie Fourier, reținîndu-se primii șase termeni:

$$u(t) = 198 + 132\cos 628\,t - 26{,}4\cos 1\,256\,t + \\ + 11{,}3\cos 1\,884\,t - 6{,}29\cos 2\,512\,t + 4\cos 3\,140\,t. \quad (1)$$

Conform schemei echivalente și sensurilor de referință din figura 1 b și ținînd seama de stările de funcționare a celor două tiristoare,

* Ing. *Ludu, N.* și dr. ing. *Iordache. M.* lucrează la Institutul politehnic — București.

se obţin [1, 2, 3] următoarele trei seturi de ecuaţii de stare :

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = (-R_1 i_1 - u_{C_1} - u_{C_2} + u(t))/L_1 ; & (2\,a) \\ \frac{di_2}{dt} = (u_{C_1} - u_{C_3})/L_2 ; & (2\,b) \\ \frac{di_4}{dt} = (-(R_3+R_4)i_4 + u_{C_3} - u_{C_4})/(L_3+L_4) ; & (2\,c) \\ \frac{du_{C_1}}{dt} = (i_1 - i_2)/C_1 ; & (2\,d) \\ \frac{du_{C_2}}{dt} = i_1/C_2 ; & (2\,e) \\ \frac{du_{C_3}}{dt} = (i_2 - i_4)/C_3 ; & (2\,f) \\ \frac{du_{C_4}}{dt} = i_4/C_4 ; & (2\,g) \end{cases}$$

cînd tiristorul T_1 este deschis, iar tiristorul T_2 este blocat :

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = (-R_1 i_1 - u_{C_1} - u_{C_2} + u(t))/L_1 ; & (3\,a) \\ \frac{di_2}{dt} = (u_{C_1} - u_{C_3})/L_2 ; & (3\,b) \\ \frac{di_4}{dt} = (-(R_3+R_4)i_4 + u_{C_3} - u_{C_4})/(L_3+L_4) ; & (3\,c) \\ \frac{di_5}{dt} = (u_{C_2} + u_{C_3})/L_5 ; & (3\,d) \\ \frac{du_{C_1}}{dt} = (i_1 - i_2)/C_1 ; & (3\,e) \\ \frac{du_{C_2}}{dt} = (i_1 - i_5)/C_2 ; & (3\,f) \\ \frac{du_{C_3}}{dt} = (i_2 - i_4 - i_5)/C_3 ; & (3\,g) \\ \frac{du_{C_4}}{dt} = i_4/C_4 ; & (3\,h) \end{cases}$$

cînd ambele tiristoare sînt deschise şi :

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = (-(R_1 i_1 - u_{C_1} - u_{C_2} + u(t))/L_1 ; & (4\,a) \\ \frac{di_4}{dt} = (-(R_3+R_4)i_4 + u_{C_3} - u_{C_4})/(L_3+L_4) ; & (4\,b) \\ \frac{di_5}{dt} = (u_{C_3} + u_{C_4})/L_5 ; & (4\,c) \\ \frac{du_{C_1}}{dt} = i_1/C_1 ; & (4\,d) \\ \frac{du_{C_2}}{dt} = (i_1 - i_5)/C_2 ; & (4\,e) \\ \frac{du_{C_3}}{dt} = -(i_4 + i_5)/C_3 ; & (4\,f) \\ \frac{du_{C_4}}{dt} = i_4/C_4 , & (4\,g) \end{cases}$$

cînd T_1 este blocat, iar T_2 deschis.

1. Descrierea programului

În figura 2 s-au prezentat, principial, cele patru faze distincte de funcţionare a convertizorului static de frecvenţă. Aparent, fazele II şi IV par identice (ambele tiristoare în stare de conducţie) însă ele se deosebesc prin condiţii

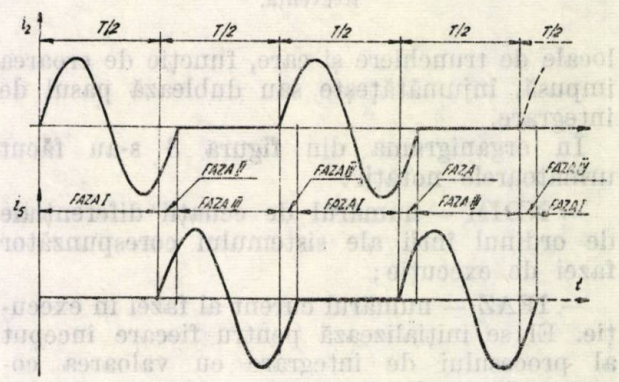


Fig. 2. Explicarea principială a celor 4 faze de funcţionare a circuitului din figura 1 b.

iniţiale diferite, corespunzătoare fiecărui început de fază şi prin faptul că în timp ce la faza II parametrul de stop (al fazei receptive) este anularea curentului i_2, la faza IV parametrul de stop este anularea curentului i_5.

Mărimea $T/2$ reprezintă intervalul de timp în raport cu care se comandă succesiunea de deschidere a celor două tiristoare, egală cu semiperioada mărimii de ieşire ($T/2 = 1$ ms pentru convertizorul studiat).

În figura 3 este reprezentată organigrama de calcul a regimurilor tranzitorii ce au loc la comutarea celor două tiristoare. Ca tehnică de

integrare a sistemului de ecuații diferențiale, corespunzător fazei în execuție, s-a utilizat metoda predictor-modificator-corector a lui Hamming [1, 5], care este o tehnică de integrare de ordinul patru cu controlul automat al erorii

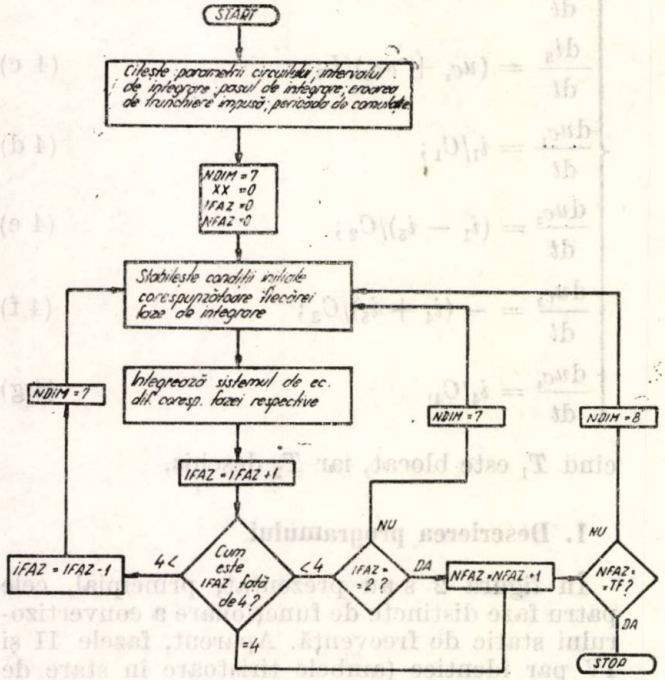


Fig. 3. Organigrama de calcul a convertizorului static de frecvență.

locale de trunchiere și care, funcție de eroarea impusă, înjumătățește sau dublează pasul de integrare.

În organigrama din figura 3 s-au făcut următoarele notații:

— NDIM — numărul de ecuații diferențiale de ordinul întîi ale sistemului corespunzător fazei de execuție;

— IFAZ — numărul curent al fazei în execuție. El se inițializează pentru fiecare început al procesului de integrare cu valoarea corespunzătoare fazei anterioare;

— NFAZ — numărul întreg de $T/2$ cu care începe faza respectivă;

— XX — reprezintă fracțiuni din intervalul de timp $T/2$.

Deoarece subrutina de integrare HPCG (Hamming Predictor-Corector General) consideră începutul fiecărei faze ca origine a timpului, pentru a cronometra timpul de la începutul procesului de integrare este necesar ca la fiecare început de fază să se adauge timpul scurs pînă la acel moment. Sînt etape care încep după un număr întreg de $T/2$ iar altele, cum este cazul, de exemplu, al fazei III, după un număr oarecare de milisecunde sau secunde, diferit de un număr întreg. De aceea, s-a introdus variabila XX căreia i se atribuie fracțiunile de $T/2$.

Stabilirea condițiilor inițiale corespunzătoare fiecărui început de fază se execută automat în subrutina de intrare a subrutinei de integrare. Dacă procesul de integrare începe de la momentul inițial zero, faza I are ca parametru de control mărimea $T/2$, faza II curentul i_2, faza II mărimea $2T/2$ iar faza IV curentul i_5. În cazul cînd procesul de integrare începe de la un număr oarecare întreg de $T/2$, de exemplu $nT/2$, faza I are ca parametru de control mărimea $(n+1)T/2$, iar faza III mărimea $(n+2)T/2$, în timp ce pentru fazele II și IV parametrii de control rămîn aceiași, curentul i_2 respectiv curentul i_5.

Pentru valorile numerice ale parametrilor, precizate în schema echivalentă din figura 1 b, și considerînd că procesul de integrare începe la momentul $t = 0$, cînd tensiunea de la ieșirea redresorului trece prin valoarea de vîrf ($i_1(0_+) = 0$, $u_{C_1}(0_+) = u_{C_2}(0_+) = 110\sqrt{2}$, $i_2(0_+) = 0$, $u_{C_3}(0_+) = 0$, $u_{C_4}(0_+) = 0$, $i_4(0_+) = 0$), în figura 4 a, b s-au reprezentat variațiile curenților i_2, respectiv i_5, iar în figura 5 variația tensiunii u_{C_3}.

Pentru verificarea exactității rezultatelor obținute, în figura 6 s-a oscilografiat variația în timp a tensiunii u_{C_3}. Se observă că valorile obținute experimental pentru tensiunea u_{C_3} sînt foarte apropiate de cele obținute prin calcul, eroarea fiind sub 5%, ceea ce confirmă că modelul considerat în figura 1 b este bun.

3. Concluzii

1. Metoda de calcul a convertizorului static de frecvență prezentată, permite alegerea celor mai adecvate valori ale elementelor de circuit, optime din punct de vedere tehnico-economic.

2. Metoda expusă permite studiul regimurilor tranzitorii din convertizoarele statice de frecvență în funcție de valorile condițiilor inițiale, valori ce sînt determinate de mărimea tensiunii de ieșire a redresorului dublă alternanță (fig. 1 a) corespunzătoare momentului de timp de la începutul procesului de integrare. În felul acesta se poate determina cea mai defavorabilă situație în care apar cele mai mari valori ale curenților și tensiunilor.

3. Procesul de integrare se poate începe sau relua la orice valoare a parametrului NFAZ și la orice fază, cu condiția să se precizeze condițiile inițiale corespunzătoare.

4. Metoda prezentată poate fi utilizată cu mult succes și pentru alte circuite cu tiristoare întîlnite în electronica industrială.

5. Metoda expusă se pretează foarte bine și în cazul cînd se iau în considerație neliniaritățile bobinelor cu miez de fier, care pot fi date analitic sau prin puncte determinate experimental.

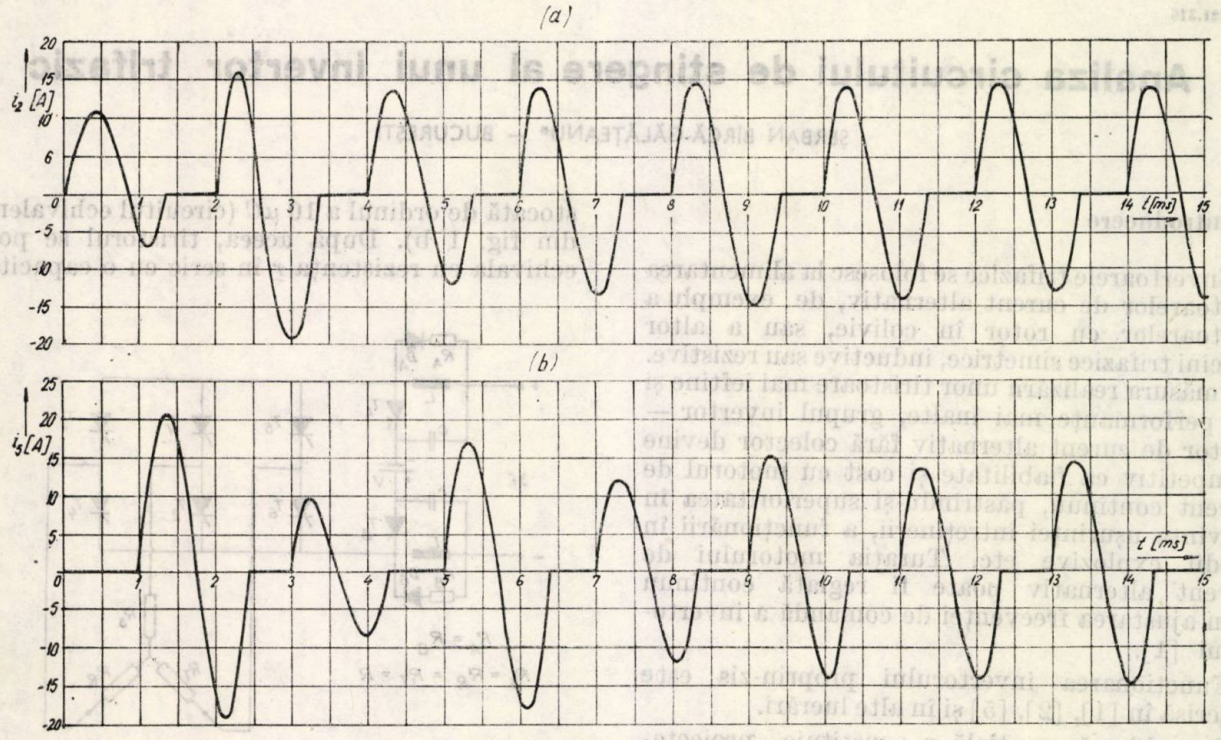


Fig. 4. Variaţiile curenţilor i_2, i_5.

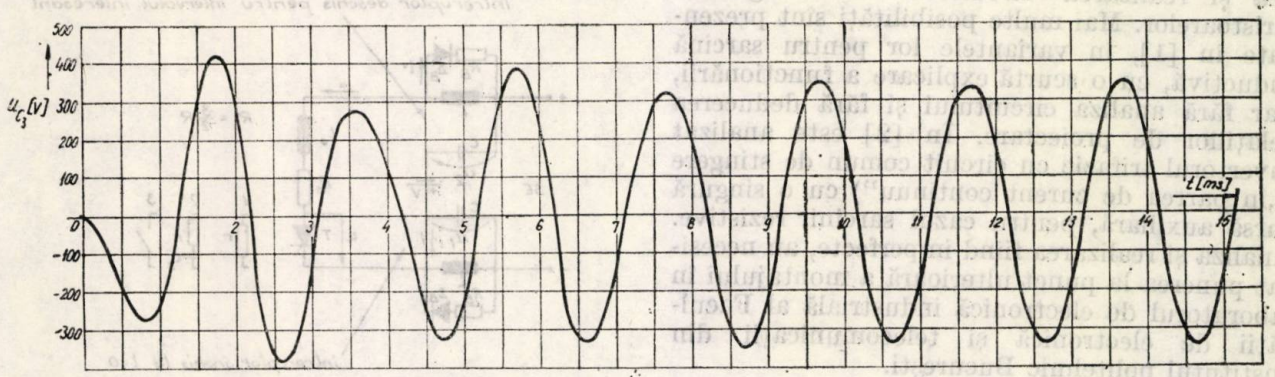


Fig. 5. Variaţia tensiunii $uc_3(t)$.

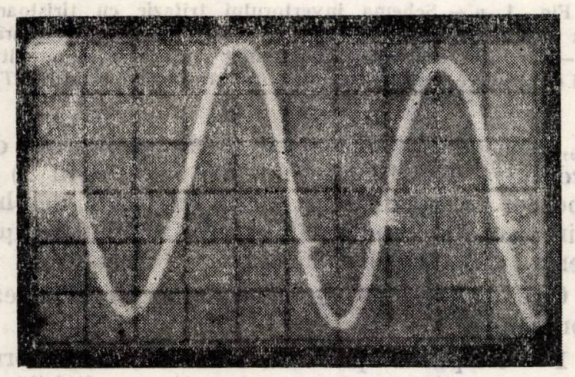


Fig. 6. Oscilograma tensiunii $uc_3(t)$; $K_u = 130$ V/div; $K_t = 0{,}5$ ms/div.

6. Valorile obţinute prin calcul sînt foarte apropiate de cele determinate experimental ceea ce confirmă valabilitatea şi exactitatea metodei propuse.

Bibliografie

[1] *Iordache, M.* Contribuţii la modelarea regimurilor tranzitorii în sistemele neliniare. Teză de doctorat. I.P.B., Bucureşti, 1977.

[2] *Iordache, M.* Formularea şi scrierea ecuaţiilor de stare pentru circuitele electrice neliniare cu surse comandate neliniare şi elemente în exces, utilizînd elementele dipolare. In: E.E.A. — Electrotehnica **25**, 1977, nr. 1, p. 33—41.

[3] *Ludu, N.* Solicitările dinamice ale tiristoarelor la invertorul în punte cu sarcină rezonantă. In: E.E.A. — Electrotehnica **24**, nr. 4, decembrie 1976, p. 184—187.

[4] *Hsui, J.S.C., Shepherd, W.* Method of digital computation of thyristor switching circuits. In: Proc. IEE, vol. **11**, nr. 8, august 1971, p. 993—998.

[5] *Ralston, A.* Mathematical methods for digital computers. New York, John Wiley, Vol. **1**, 1960, Vol. **2**, 1965.

Intrat în redacţie la 14.V.1977

CZ 621.316

Analiza circuitului de stingere al unui invertor trifazic

ŞERBAN BÎRCĂ-GĂLĂŢEANU* — BUCUREŞTI

Introducere

Invertoarele trifazice se folosesc la alimentarea motoarelor de curent alternativ, de exemplu a motoarelor cu rotor în colivie, sau a altor sarcini trifazice simetrice, inductive sau rezistive. Pe măsura realizării unor tiristoare mai ieftine şi cu performanţe mai înalte, grupul invertor — motor de curent alternativ fără colector devine competitiv ca fiabilitate şi cost cu motorul de curent continuu, păstrîndu-şi superioritatea în privinţa uşurinţei întreţinerii, a funcţionării în medii explozive etc. Turaţia motorului de curent alternativ poate fi reglată continuu prin ajustarea frecvenţei de comandă a invertorului [1].

Funcţionarea invertorului propriu-zis este descrisă în [1], [2], [5] şi în alte lucrări.

O problemă esenţială o constituie proiectarea şi realizarea circuitelor de stingere a tiristoarelor. Mai multe posibilităţi sînt prezentate în [1], în variantele lor pentru sarcină inductivă, cu o scurtă explicare a funcţionării, dar fără analiza circuitului şi fără deducerea relaţiilor de proiectare. În [2] este analizat invertorul trifazic cu circuit comun de stingere („în partea de curent continuu") cu o singură sursă auxiliară, pentru cazul sarcinii rezistive. Analiza şi realizarea fiind imperfecte, au necesitat punerea la punct ulterioară a montajului în laboratorul de electronică industrială al Facultăţii de electronică şi telecomunicaţii din Institutul politehnic Bucureşti.

Invertorul cu circuitul de stingere studiat este reprezentat în figura 1 a. Pentru stingerea tiristoarelor $T_1 - T_6$ ale invertorului propriu-zis, sînt comandate, alternativ, T_A şi T_B. Circuitul de stingere fiind simetric, se va analiza funcţionarea din momentul amorsării tiristorului T_B. Din punct de vedere al circuitului de stingere, invertorul propriu-zis se poate echivala cu un tiristor în serie cu o impedanţă de sarcină egală cu 3/2 ori impedanţa fiecărei ramuri a sarcinii trifazice în stea. Faţă de R_s şi R_B, se poate neglija rezistenţa tiristorului în conducţie (fig. 1 b).

După schimbarea semnului tensiunii pe tiristorul T, acesta se poate încă echivala cu o rezistenţă (neglijabilă) r, pînă cînd se evacuează din straturile marginale ale tiristorului o sarcină stocată de ordinul a 10 μC (circuitul echivalent 1 din fig. 1 b). După aceea, tiristorul se poate echivala cu rezistenţa r în serie cu o capacitate

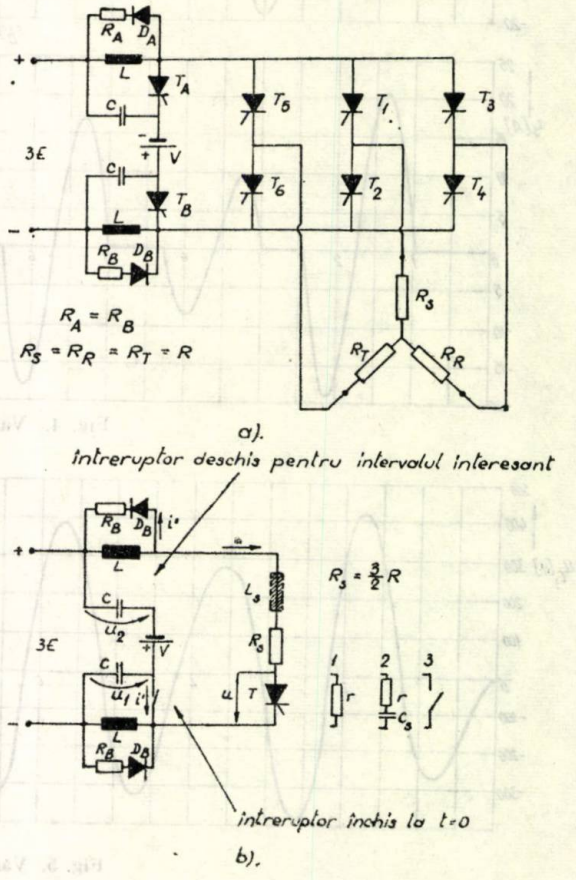


Fig. 1. a — Schema invertorului trifazic cu tiristoare, cu circuit comun de stingere cu o singură sursă auxiliară; b — Circuitul echivalent, din punct de vedere al circuitului de stingere, valabil din momentul amorsării tiristorului T_B.

C_s, pînă cînd se evacuează o sarcină stocată de ordinul a încă 10 μC (circuitul echivalent 2) şi apoi el se prezintă ca un întreruptor deschis (circuitul 3). Practic, C_s este de ordinul 0,2 μF pentru tiristoarele mici [4].

Circuitul de stingere trebuie să realizeze condiţiile:

1 — timpul de polarizare inversă a tiristorului să fie mai mare (pentru funcţionare fiabilă — de 2 ori) decît timpul de dezamorsare a tiristorului t_{off} (la tiristoarele folosite de noi — 100 μs).

2 — $\frac{du}{dt}$ să nu depăşească valoarea maximă admisă de tiristoare (în exemplul studiat

* Dr. ing. *Bircă-Gălăţeanu, Ş.* este şef de lucrări la Catedra de electronică aplicată a I.P.B.

10 V/μs). Din analiza circuitului va rezulta că $\frac{du}{dt}$ este maxim (cînd $u > 0$) în momentul cînd tensiunea u redevine pozitivă.

3 — $3E + V < U_{max}$ suportat de tiristoare (în exemplul studiat 200 V). Pentru o fiabilitate ridicată $3E + V < 0{,}9\ U_{max}$.

4 — $\frac{di}{dt}$ în momentul reamorsării tiristoarelor să fie mai mic decît $\left.\frac{di}{dt}\right|_{max}$ suportat de tiristoare (în exemplu — 7 A/μs).

Performanţele tiristorului din exemplul studiat sînt foarte modeste, pentru a rezulta valori acoperitoare pentru componentele circuitului de stingere.

Circuitul de comandă nu trebuie să genereze impulsuri de amorsare a tiristoarelor pînă după depăşirea timpului t_{off}.

Din ciclul de funcţionare anterior al circuitului de stingere rezultă $u_1(0) = -(3E + V)$. Deoarece pînă la momentul 0 tiristorul T_B nu conduce, $i'(0) = 0$. Neglijînd rezistenţa proprie a bobinelor de inductanţă L, din starea de conducţie a tiristoarelor invertorului propriu-zis rezultă $i(0) = \frac{3E}{R_s}$. Din scrierea sumei tensiunilor pe ochiul din stînga, rezultă:

$$u_2 = 3E + V + u_1. \tag{1}$$

Formele de undă ale curenţilor şi tensiunilor sînt prezentate în figura 2.

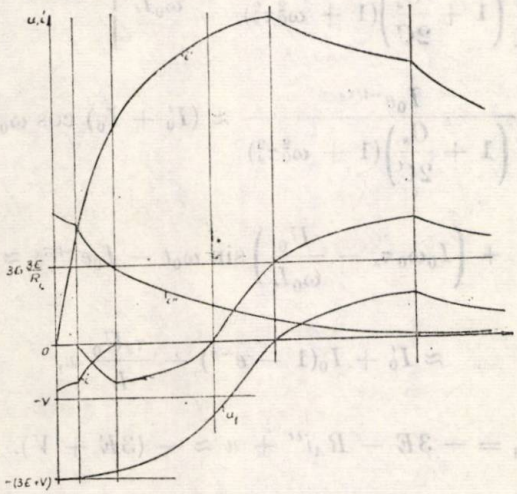


Fig. 2. Formele de undă ale curenţilor şi tensiunilor.

Din funcţionarea circuitului rezultă că tensiunea inversă pe condensatoarele C este mică, deci ele pot fi electrolitice, dar de *comutaţie* (cu inductanţa şi rezistenţa parazite — foarte mici).

Se vor ilustra rezultatele cu un exemplu, verificat practic, în care $3E = 100$, V = 70V, $R_s = 100\ \Omega$, $C = 4{,}55\ \mu F$, $\frac{C}{C_s} = 20$, $L = 2{,}2$ mH, $R_B = 8\ \Omega$, deci (vezi capitolul 2) $\omega_0 = 7\,050$, $\omega_0^2 = 0{,}5 \cdot 10^8$, $\tau = 2{,}2 \cdot 10^{-5}$, $\omega_0^2 \tau^2 = 0{,}025$, $\tau_B = 2{,}75 \cdot 10^{-4}$.

Pentru fiecare interval de timp studiat se vor scrie relaţiile considerînd originea timpului = începutul intervalului respectiv şi se vor nota în consecinţă cu accent (') timpii socotiţi astfel.

INVERTORUL CU SARCINĂ REZISTIVĂ

1 Intervalul 0—t

În acest interval de timp, tiristorul se poate încă echivala cu o rezistenţă neglijabilă r. Datorită tensiunii autoinduse în inductanţa L, conduce D_A. Datorită însă tensiunii iniţiale $u_1(0) < 0$, D_B nu conduce. Ecuaţiile tensiunilor pe ochiuri, scrise în transformata Laplace, sînt:

$$\begin{cases} L(pI - I_0 + pI') + \dfrac{I'}{2pC} - \dfrac{3E + V}{p} = 0 \\ L(pI - I_0 + pI') + R_s I - R_A I'' - \dfrac{3E}{p} = 0 \\ L(pI - I_0 + pI'') + R_A I'' = 0, \end{cases}$$

$$I_0 = i(0), \tag{2}$$

de unde rezultă [3], cu neglijări mici, valabile pentru intervale *scurte* de timp:

$$i(t) = \frac{3E}{R_s} - \frac{3E + V}{R_s + R_B} e^{-\alpha t} \left(\cos \omega_0 t - \frac{\alpha}{\omega_0} \sin \omega_0 t\right), \tag{3}$$

unde:

$$\alpha = \frac{L\omega_0^2}{2(R_s + R_B)}.$$

Se notează:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{2LC},\ \tau = L/R_s,\ \tau_B = L/R_B. \tag{4}$$

Pentru aflarea momentului t_1, se integrează $i(t)$:

$$\int i(t)\,dt = \frac{3E}{R_s} t - \frac{3E + V}{R_s + R_B} e^{-\alpha t} \cdot \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0} \approx$$

$$\approx \frac{3E}{R_s} t - \frac{3E + V}{R_s + R_B}(1 - \alpha t)t \approx \left(\frac{3E}{R_s} - \frac{3E + V}{R_s + R_B}\right)t =$$

$$= \left(\frac{R_B}{R_s} \cdot \frac{3E}{R_s + R_B} - \frac{V}{R_s + R_B}\right)t. \tag{5}$$

Rezultă de asemenea :

$$i''(t) \approx \frac{3E+V}{R_s+R_B} e^{-\alpha t}\left(\cos\omega_0 t - \frac{\alpha}{\omega_0}\sin\omega_0 t\right) \approx$$

$$\approx \frac{3E+V}{R_s+R_B}(1-\alpha t) \approx \frac{3E}{R_s} - i(t) . \quad (6)$$

Acoperitor, se poate scrie energia disipată de R_A la fiecare amorsare a lui T_B :

$$W_{A1} < t_1 R_B \left(\frac{3E+V}{R_s+R_B}\right)^2 . \quad (7)$$

Curentul i' prin T_B are expresia :

$$i'(t) \approx \frac{3E+V}{R_s+R_B}\left[\left(\frac{1}{\tau}+\frac{1}{\tau_B}\right)\frac{\sin\omega_0 t}{\omega_0} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\omega_0^2} e^{-\alpha t}(1-\cos\omega_0 t)\right] \approx \frac{3E+V}{L} t, \quad (8)$$

iar tensiunea pe condensatorul C :

$$u_1(t) = \frac{-1}{2C}\int_0 i'(t)\mathrm{d}t \approx -(3E+V)(1-\cos\omega_0 t) \approx$$

$$\approx -(3E+V). \quad (9)$$

În exemplul practic $t_1 = 17{,}2$ μs, $W_{A1} < 0{,}34$ mJ, $i'(t_1) = 1{,}33$ A, $i''(t_1) = 1{,}545$ A, deci $i(t_1) = -0{,}545$ A.

2. Intervalul $t_1 - t_2$

Se folosește pentru tiristor circuitul echivalent 2 (fig. 1 b), deci, ecuațiile tensiunilor pe ochiuri sînt :

$$\begin{cases} L(pI - I_0 + pI' - I_0') + \dfrac{I'}{2pC} + \dfrac{U_0}{p} = 0 \\ L(pI - I_0 + pI' - I_0') + R_s I - R_A I'' + \dfrac{I}{pC_s} = 0 \\ L(pI - I_0 + pI'' - I_0'') + R_A I'' = 0, \end{cases}$$

$$U_0 = u_1(t_1), \quad (10)$$

în care valorile inițiale sînt considerate în momentul t_1.

Rezolvînd sistemul rezultă [3] :

$$i = I_0\left[1 - x : \left(1+\frac{C_s}{2C}\right) + x^2 : \left(1+\frac{C_s}{2C}\right)e^{-x}\right],$$

unde :

$$x = \frac{t\left(1+\frac{C_s}{2C}\right)}{(R_s+R_B)C_s} = \frac{t}{\tau_s}. \quad (11)$$

Deoarece $C_s \ll 2C$, i se anulează pentru $x = 1{,}5$, deci :

$$t_2' = t_2 - t_1 \approx 1{,}5(R_s+R_B)C_s \approx 1{,}5\,\tau_s . \quad (12)$$

$$u = \frac{1}{C_s}\left[\int i\mathrm{d}t + k'\right] = \frac{1}{C_s\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t}}\left[\int i\,\mathrm{d}x + k\right] =$$

$$= I_0(R_s+R_B)\left[2 + x - \frac{x^2}{2} - (x^2+2x+2)e^{-x}\right]. \quad (13)$$

Parametrul k s-a determinat din condiția $u(0) = 0$. Pentru $x = 1{,}5$ rezultă :

$$u(t_2') = 0{,}74\, I_0(R_s+R_B). \quad (14)$$

Din rezolvarea sistemului rezultă, de asemenea :

$$i'' \approx I_o'' e^{-t/\tau_B} + \frac{I_0\tau_B}{1+C_s/2C}\,\frac{e^{-t/\tau_B} - e^{-t/\tau_s}}{\tau_B - \tau_s} \approx$$

$$\approx (I_o'' + I_0)e^{-t/\tau_B} - I_0 e^{-t/\tau_s}, \quad (15)$$

$$i' \approx \left[I_o' + \frac{I_0}{\left(1+\frac{C_s}{2C}\right)(1+\omega_0^2\tau_s^2)}\right]\cos\omega_0 t +$$

$$\left[\frac{I_0\omega_0\tau_s}{\left(1+\frac{C_s}{2C}\right)(1+\omega_0^2\tau_s^2)} - \frac{U_0}{\omega_0 L}\right]\sin\omega_0 t -$$

$$- \frac{I_0 e^{-t/\tau_s}}{\left(1+\frac{C_s}{2C}\right)(1+\omega_0^2\tau_s^2)} \approx (I_0' + I_0)\cos\omega_0 t +$$

$$+ \left(I_0\omega_0\tau_s - \frac{U_0}{\omega_0 L}\right)\sin\omega_0 t - I_0 e^{-t/\tau_s} \approx$$

$$\approx I_0' + I_0(1-e^{-x}) - \frac{\tau_s U_0}{L}\,x, \quad (16)$$

$$u_1 = -3E - R_A i'' + u \approx -(3E+V). \quad (17)$$

Energia disipată de rezistorul R_A în acest interval este :

$$W_{A2} = R_B\int_0^{t_2'} i''^2\mathrm{d}t \approx R_B\left[(I_0'' + I_0)^2 t_2' + \right.$$

$$\left. + \frac{\tau_s}{2} I_0^2 - 2\tau_s I_0(I_0'' + I_0)(1 - e^{-t_2'/\tau_s})\right]. \quad (18)$$

În exemplul practic rezultă $\tau_s = 24{,}3$ μs, $t_2' = 36{,}5$ μs, $u(t_2') = -43{,}4$ V, $i''(t_2') = 0{,}92$ A, $i'(t_2') = 3{,}75$ A, $W_{A2} = 0{,}484$ mJ.

Se verifică condiția aproximativă ca:

$$\int_{t_1}^{t_2} i\,dt = -10\ \mu C,$$

deci:

$$u(t_4) \approx -\frac{10\ \mu C}{C_s}.$$

3. Intervalul $t_2 - t_3 - t_4$

Tiristorul se prezintă ca un întreruptor deschis:

$$u = 3E + R_A i'' + u_1 = 3E + R_A I_0'' e^{-t/\tau_B} + u_1. \tag{19}$$

Energia disipată de rezistorul R_A după momentul t_2 este:

$$W_{A3} = \frac{L}{2}[i''(t_2)]^2. \tag{20}$$

Tot cu ajutorul calculului operațional se obțin expresiile lui i' și u_1:

$$i' = I_0' \cos \omega_0 t - \frac{U_0}{L} \cdot \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0}, \tag{21}$$

$$u_1 = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{I_0'}{2C} \cdot \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0} =$$

$$= -(3E + V) \cos \omega_0 t + \frac{I_0'}{2C} \cdot \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0}. \tag{22}$$

În momentul t_3 se anulează tensiunea pe tiristor. Din relațiile (19) și (22) rezultă, cu o bună aproximație:

$$t_3' = \frac{2C}{I_0'}(V - R_B I_0''). \tag{23}$$

În momentul t_4 se anulează tensiunea u_1:

$$t_4' \approx \frac{1}{\omega_0} \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{3E + V}{I_0'} 2C\omega_0\right). \tag{24}$$

Deoarece tensiunea pe R_A este mică și scade lent, se poate considera, acoperitor:

$$\frac{du}{dt} \approx \frac{du_1}{dt}$$

În exemplul practic $t_3' = 103$ μs, $t_4' = 177$ μs, $\left.\frac{du}{dt}\right|_{t_3} \approx 1{,}1 \frac{V}{\mu s}$, $i'(t_4') = 11{,}74$ A, $W_{A3} = 0{,}93$ mJ.

4. După momentul t_4

După momentul t_4 se deschide dioda D_B. Tiristorul T_B conduce încă, datorită tensiunii autoinduse în L. Circuitul echivalent este reprezentat în figura 3, unde se precizează că, după momentul t_4, i' semnifică curentul prin

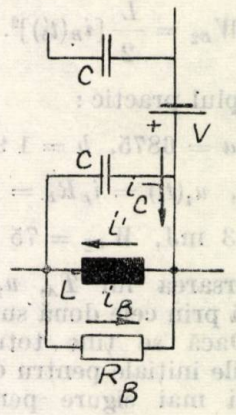


Fig. 3. Circuitul echivalent valabil cînd conduce dioda D_B.

inductanța L, nu și prin condensatoarele C. Conducția în ochiul format din L, D_A, R_A continuă, teoretic, pînă la $t = \infty$.

Cu ajutorul calculului operațional se deduce:

$$i' = i'(t_4) e^{-at}\left(\cos bt + \frac{a}{b} \sin bt\right), \tag{26}$$

unde:

$$a = \frac{\omega_0^2 \tau_B}{2} \qquad b^2 = \omega_0^2 - \frac{\omega_0^4 \tau_B^2}{4},$$

$$i_B = \frac{u_1}{R_B} = -\tau_B \frac{di'}{dt} = i'(t_4) \frac{2a}{b} e^{-at} \sin bt, \tag{27}$$

$$i_C = i' - i_B = i'(t_4) e^{-at}\left(\cos bt - \frac{a}{b} \sin bt\right). \tag{28}$$

În momentul t_5, $i_C = 0$ și T_B se blochează:

$$t_5' = \frac{1}{b} \operatorname{arctg} \frac{b}{a}, \tag{29}$$

$$i_B(t_5') = i'(t_4) \frac{2}{\sqrt{1 + \frac{b^2}{a^2}}} e^{-at_5'}. \tag{30}$$

Energia disipată de R_B în intervalul $t_4 - t_5$ este dată de relaţia aproximativă acoperitoare :

$$W_{B1} \approx \frac{1}{a} R_B[i'(t_4)]^2[1 - e^{-2at'_5}(2a^2t'^2_5+2at'_5+1)]. \tag{31}$$

După momentul t_5 conduce numai D_B (nu şi T_B) :

$$i' = i_B = i_B(t'_5)e^{-t/\tau_B}, \tag{32}$$

$$W_{B2} = \frac{L}{2}[i_B(t'_5)]^2. \tag{33}$$

Pentru exemplul practic :

$t'_5 = 146$ μs, $a = 6875$, $b = 1\,920$, $at'_5 = 1$, $i_B(t'_5) = 8{,}27$ A, $u_1(t'_5) = i_B R_B = 66$ V, $W_{B1} = 44{,}3$ mJ, $W_{B2} = 75$ mJ.

Pînă la amorsarea lui T_A, u_1 scade, prin descărcare lentă prin cele două surse şi al doilea condensator. Dacă se ţine totuşi seama de $u_1(t_5)$ în condiţiile iniţiale pentru ciclul următor, rezultă condiţii mai sigure pentru stingerea tiristoarelor, deci, neglijarea lui este acoperitoare şi justificată prin evitarea unui calcul iterativ foarte laborios.

În medie, la fiecare ciclu de funcţionare a circuitului de stingere, rezistenţele R_A şi R_B trebuie să disipe energia :

$$W_A = W_B = W_{A1} + W_{A2} + W_{A3} + W_{B1} + W_{B2} \approx \approx W_{B1} + W_{B2}, \tag{34}$$

care, pentru exemplul dat, însumează 121 mJ. În fiecare perioadă, stingerea tiristoarelor are loc de 6 ori, pentru care T_A şi T_B sînt amorsate, fiecare, de cîte 3 ori, deci, la o frecvenţă de lucru $f = 50$ Hz puterea disipată de R_A şi R_B este $50 \times 3 \times 0{,}121 = 18$ W.

La fiecare amorsare a unui tiristor, un condensator C se descarcă printr-o inductanţă L şi tiristorul amorsat, apoi energia acumulată în inductanţă se transmite unei rezistenţe (R_A sau R_B). Celălalt condensator se încarcă de la tensiunea $u_1(t'_5)$ la tensiunea $-(3E + V)$, deci, cu sarcina $C(3E + V + u_1(t'_5)$ prin sursele $3E$ şi V, deci, sursa V trebuie să debiteze curentul mediu :

$$i_{Vm} = 6fCV - \frac{3E + V + u_1(t'_5)}{3E + V}. \tag{35}$$

Pentru funcţionarea circuitului de stingere, sursa $3E$ trebuie să furnizeze şi ea un curent mediu suplimentar : i_{+3E},

$$i_{+3E} = \frac{6fW_A - Vi_{Vm}}{3E}. \tag{36}$$

Timpul t_i de polarizare inversă a tiristorului T este :

$$t_i = t_1 + t'_2 + t'_3. \tag{37}$$

În exemplul dat $t_i = 156{,}7$ μs şi, la $f = 50$ Hz, $i_{Vm} = 127$ mA, $i_{+3E} = 271$ mA, deci, destul de mare în comparaţie cu curentul maxim prin sarcina R_s.

5. Realizarea condiţiilor de bună funcţionare

În momentul reamorsării tiristoarelor :

$$\frac{di}{dt} = \frac{3E}{2\tau R_s} = \frac{3E}{2L}. \tag{38}$$

o condiţie departe de a fi restrictivă pentru L (condiţia 4).

Din relaţiile (25) şi (22) rezultă :

$$\frac{du}{dt} \approx \frac{(3E + 0{,}225 \cdot V)}{2CR_s} \tag{39}$$

ceea ce impune o limită inferioară foarte coborîtă valorii lui C (condiţia 2).

Practic, $3E$ şi R_s sînt impuse de sarcină. Se alege V apropiat de $3E$, mai bine mai mic decît $3E$ pentru a solicita mai puţin tiristoarele (condiţia 3).

Pentru proiectare se folosesc ultimele forme, aproximative, ale tuturor relaţiilor. Acoperitor, se pot neglija t_1 şi t_2', mai ales cînd R_s are valori mici.

Se aproximează, pentru intervalul $t_2 - t_3$,

$$u \approx 3E + \frac{R_B}{R_s + R_B}(3E + V) - (3E + V)\cos\omega_0 t + (3E + 0{,}225 \cdot V)\omega_0\tau \sin\omega_0 t. \tag{40}$$

Rezistenţa R_B trebuie să fie suficient de mică faţă de R_s pentru ca $i(0) < 0$. De asemenea, trebuie ca $i'(t_1) + i(t_1) > 0$, pentru evacuarea normală a sarcinii în intervalul t'_2, de unde condiţia bilaterală :

$$\frac{V}{3E} > \frac{R_B}{R_s} > \frac{V}{3E} - \frac{R_s + R_B}{3E}\sqrt{\frac{3E + V}{L} \cdot 10\,\mu C}. \tag{41}$$

Condiţia este dificil de îndeplinit cînd R_s are valori mici, impunînd alegerea unei valori mai mari pentru V şi limitînd inferior R_s.

Valorile lui L, C şi R_B se aleg ca un compromis între gabarit şi cost — pe de o parte — şi timpul la care se încheie ciclul de funcţionare a circuitului de stingere — pe de altă parte.

Astfel, cînd R_B crește, scade τ_B, dar crește în aceeași măsură puterea disipată de R_B, deci, costul ei și curentul suplimentar furnizat de sursa $3E$.

Cînd L și C cresc, timpul de polarizare inversă t_i crește, dar crește costul circuitului și intervalele de timp în care nu se furnizează curent sarcinii, deci forma de undă a tensiunii pe cele trei rezistențe de sarcină se depărtează *mai mult* de sinusoidă, mai ales la frecvențe de lucru mai mari (300—600 Hz).

Solicitarea lui T_A și T_B. Curentul de vîrf, repetitiv, are valoarea:

$$i'_{max} = i'(t_4) \approx \frac{3E + V}{\omega_0 L} = \frac{3E + V}{R_s\, \omega_0 \tau}, \quad (42)$$

o valoare sensibil mai mare decît $\frac{3E}{R_s}$. Curentul mediu este mult mai mic (33), iar tensiunea maximă: $3E + V + u_1(t_5)$. Deoarece tiristoarele suportă, de regulă, un curent de vîrf de 10 ori mai mare decît curentul mediu, apare economică folosirea unor tiristoare de același tip cu $T_1 - T_6$, dar fără radiator.

Cînd crește C și scade L, astfel ca ω_0 să rămînă constant, scad constantele de timp, scade costul circuitului (deoarece inductanțele sînt piesele cele mai scumpe), dar crește curentul de vîrf prin T_A și T_B, ceea ce poate impune folosirea unor tiristoare de curent mai mare și creșterea curentului debitat de sursa V. Bobinele de inductanță L trebuie astfel realizate încît să nu se satureze la curentul maxim i'_{max}, nu la curentul maxim de sarcină $\frac{3E}{R_s}$.

După stabilirea valorilor V, L, C și R_B cu relațiile aproximative și compromisul admis, trebuie analizat circuitul cu precizie, folosind formele exacte ale relațiilor, pentru a verifica solicitarea maximă a componentelor și îndeplinirea condițiilor de stingere sigură și amorsare *controlată* a tiristoarelor.

INVERTORUL CU SARCINĂ INDUCTIVĂ

Analiza circuitului urmărește aceeași procedură ca în cazul sarcinii rezistive.

6. Intervalul $0-t_1$

Din analiza circuitului rezultă că $i(t)$ este dat de relația (3), cu pulsația ω, nu ω_0, și cu coeficienții:

$$\tau' = \frac{L + L_s}{R_s}, \quad \alpha = \frac{(L + L_s)\omega_0^2}{2(R_s + R_B)} \approx$$

$$\approx \frac{\omega_0^2 \tau'}{2}, \quad \omega = \omega_0 \sqrt{1 - \left[\frac{\omega_0(L + L_s)}{2(R_s + R_B)}\right]^2} = \quad (43)$$

$$= \omega_0 \sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{\omega_0^2}}.$$

Timpul t_1, energia W_{A1} și tensiunea u_1 sînt date de relațiile (5), (7) și (9), iar i'' — de relația (6), cu aceleași modificări ca și pentru i:

$$i' \approx \frac{3E + V}{R_s + R_B}\left[\left(\frac{1}{\tau} + \frac{1}{\tau_B}\right)\frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\omega^2} e^{-\alpha t}(1 - \cos\omega t)\right] \approx \frac{3E + V}{L} t. \quad (44)$$

Deoarece $L_s \gg L$, se poate obține $\omega \ll \omega_0$, ceea ce este dezavantajos, deoarece determină timpi foarte lungi pentru funcționarea circuitului de stingere.

Pentru valori *mai mari* ale lui L_s, $\omega^2 < 0$ și, în relații, în locul funcțiilor trigonometrice apar funcțiile hiperbolice. Pentru intervalele de timp scurte, modificările în evoluția tensiunilor și curenților, față de funcțiile trigonometrice, sînt neesențiale.

7. Intervalul t_1-t_2

Folosind în continuare neglijări valabile pentru intervalele de timp *mici*, rezultă:

$$i \approx I_0[1 - x : K + x^2 : K \cdot e^{-x}],$$

unde:

$$K = 1 + \frac{\omega_0^2 C_s(L + L_s)}{2CL} \text{ și: } x = \quad (45)$$

$$= \frac{tK}{(R_s + R_B)C_s} = \frac{t}{\tau'_s}.$$

În acest caz $\frac{C_s}{2C} \cdot \frac{L + L_s}{L}$ poate fi comparabil cu 1, deci nu se poate neglija întotdeauna coeficientul K.

$$u \approx I_0(R_s + R_B)\left[2 + xK - \right. \quad (46)$$

$$\left. - \frac{x^2}{2} - (x^2 + 2x + 2)e^{-x}\right],$$

$$i'' \approx \left(I''_0 + \frac{I_0}{K}\right) e^{-t/\tau_B} - \frac{I_0}{K} e^{-t/\tau'_s}, \quad (47)$$

$$i' \approx \left[I'_0 + \frac{I_0}{K(1 + \omega_0^2 \tau_s'^2)}\right] \cos\omega_0 t +$$

$$+ \left[\frac{I_0 \omega_0 \tau'_s}{K(1 + \omega_0^2 \tau_s'^2)} - \frac{U_0}{\omega_0 L}\right] \sin\omega_0 t - \quad (48)$$

$$- \frac{I_0 e^{-t/\tau'_s}}{K(1 + \omega_0^2 \tau_s'^2)} \approx I'_0 +$$

$$+ \frac{I_0}{K}(1 - e^{-x}) - \frac{\tau'_s U_0}{L} x,$$

$$u_1 \approx -(3E + V), \tag{49}$$

$$W_{A2} \approx R_B \left[\left((I_0'' + \frac{I_0}{K} \right)^2 t_2' + \frac{\tau_s' I_0^2}{2K^2} - \right.$$
$$\left. - 2\tau_s' \frac{I_0}{K} \left(I_0'' + \frac{I_0}{K} \right) (1 - e^{-t_2'/\tau_s'}) \right]. \tag{50}$$

După momentul t_2 $i = 0$, deci inductanța L_s nu mai joacă nici un rol. Rămîn valabile considerațiile și relațiile (19) ÷ (41).

Se vor exemplifica relațiile pentru cazul unui motor mic conectat ca sarcină. Valorile tensiunilor și componentelor sînt aceleași ca în cazul sarcinii rezistive, cu următoarele excepții:

$$L_s = 220 \text{ mH}, C = 400 \text{ } \mu\text{F},$$

deci:

$$\omega_0 = 705, \omega_0^2 = 5 \cdot 10^5, \omega_0^2 \tau_0^2 =$$
$$= 2{,}5 \cdot 10^{-4}, \tau' = 2{,}222 \cdot 10^{-3}.$$

Rezultă, pentru intervalul $0 \div t_1$:

$$\alpha = 514, \omega = 485, t_1 = 17{,}2 \text{ } \mu\text{s},$$

$$W_{A1} < 0{,}34 \text{ mJ}, i'(t_1) = 1{,}33 \text{ A}, i''(t_1) = 1{,}56 \text{ A},$$

deci: $i(t_1) = -0{,}56$ A.

Pentru intervalul: $t_1 \div t_2$:

$$K = 1{,}025 \approx 1,$$

deci: $\tau_s' \approx \tau_s$ și $t_2' \approx 36{,}5$ μs,

$$u(t_2') = -44{,}6 \text{ V}, i''(t_2') = 0{,}924 \text{ A}, i'(t_2') =$$
$$= 3{,}75 \text{ A}, W_{A2} = 0{,}484 \text{ mJ}.$$

Rezultatele sînt foarte apropiate de ale invertorului cu sarcina rezistivă; pentru aceste intervale este determinantă valoarea inductanței L.

După momentul t_2, modificările sînt mai mari:

$$t_3' \approx \frac{1{,}2}{\omega_0} \cdot \text{arc cos} \frac{3E}{3E + V}, \tag{51}$$

$$t_4' \approx \frac{\pi}{2\omega_0}. \tag{52}$$

Practic $t_3' = 1{,}1$ ms, $t_4' = 2{,}23$ ms — valori mari pentru frecvențe de lucru de chiar 50 Hz. Apare justificată reamorsarea tiristoarelor din invertorul propriu-zis după de 2—3 ori t_{off}, dar înainte de expirarea timpului t_3, chiar dacă astfel impulsurile de tensiune aplicate sarcinii nu mai sînt dreptunghiulare, ci au palierul scăzător exponențial. Datorită prezenței inductanței L_s, $\frac{di}{dt}$ are valori foarte mici, iar datorită valorii mai mari a condensatoarelor C, $\frac{du}{dt}$ are, de asemenea, valori mici. Crește în schimb foarte mult curentul furnizat de sursa V.

Altă variantă posibilă este păstrarea valorii $C = 4$ μF, ca și în cazul sarcinii rezistive. Rezultă:

$$\alpha = 51\,400, \sqrt{-\omega^2} = 50\,900, t_1 \approx 15 \text{ } \mu\text{s},$$
$$K = 3{,}5, x = 3{,}8, t_2' = 93 \text{ } \mu\text{s}, i'(t_2') = 8{,}55 \text{ A},$$
$$i''(t_2') = 1{,}45 \text{ A}, i'(t_4) \approx 16 \text{ A}, W_A \approx 36 \text{ W},$$
$$i_{+3E} \approx 630 \text{ mA}.$$

Celelalte valori prezintă deosebiri neesențiale față de cazul cu sarcină rezistivă. De remarcat este creșterea sensibilă a lui i'_{max}, W_A și i_{+3E}.

8. Invertorul cu diode de nul

În cazul sarcinii inductive prezintă interes mai mare folosirea diodelor de nul $D_1 - D_6$ (fig. 4) [1]. Astfel se scurtează timpii t_1 și t_2, circuitul este mai sigur în funcționare în cazul

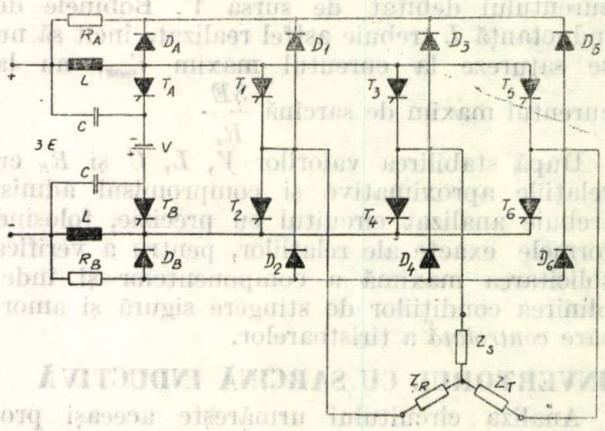


Fig. 4. Invertorul cu sarcină inductivă, cu diode de nul.

conectării unor sarcini cu inductanțe diferite și mai ales a unor motoare, dar crește costul circuitului. Analiza este mai complicată deoarece nu se mai poate echivala invertorul propriu-zis cu un tiristor în serie cu o sarcină $3/2 \cdot Z_s$.

Prin conducția diodelor D_1, D_3, D_5 în momentul amorsării lui T_B, sarcina este scurtcircuitată, deci curentul i are de străbătut unul sau două din tiristoarele T_2, T_4, T_6 și diodele conectate la anozii acestor tiristoare. Aceasta corespunde unei rezistențe aproximative r sau $2r$, care poate fi cuprinsă între 1—2 Ω pentru tiristoarele mici și 0,01 — 0,02 Ω pentru tiristoare de

ordinul 100—200 A. Sînt valabile, deci, relaţiile din cazul sarcinii rezistive, dar fără a folosi aceleaşi neglijări.

Valoarea lui R_B este acum foarte critică pentru buna funcţionare a circuitului (condiţia 41). Aceasta poate impune adăugarea unor rezistenţe în serie cu tiristoarele $T_1 - T_6$, sau folosirea unor circuite de stingere individuale pentru tiristoare.

După momentul t_2, curentul prin tiristoarele $T_1 - T_6$ fiind zero, încetează şi conducţia diodelor de nul, deci sînt valabile relaţiile şi consideraţiile de la invertorul cu sarcină rezistivă fără modificări.

9. Concluzii

Invertorul trifazic cu circuit comun de stingere este indicat pentru sarcini mijlocii şi mici şi pentru frecvenţe de lucru nu prea mari.

Realizarea condiţiilor de bună funcţionare este mai uşoară în cazul sarcinii inductive, dar ai grea dacă se adaugă diode de nul. După stabilirea aproximativă a valorilor, trebuie efectuată analiza riguroasă a circuitului, altfel există primejdia ca tiristoarele $T_1 - T_6$ să nu se stingă, sau tiristoarele T_A şi T_B să fie suprasolicitate, ceea ce determină distrugerea circuitului.

Bibliografie

[1] *Bradley, D.A., Clarke, C.D., Davis, R.M., Jones, D.A.* Adjustable-frequency invertors and their application to variable-speed drives. In : Proc. I.E.E., vol. **111**, nr. 11/ nov. 1964, pag. 1833—1846.

[2] *Kauffman, M.* Invertor trifazic cu tiristoare, cu circuit de stingere comun, în partea de curent continuu. Proiect de diplomă, Institutul politehnic Bucureşti, Fac. Electronică şi Tc., 1968.

[3] *Angot, A.* Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică şi telecomunicaţii. Bucureşti, Ed. Tehnică, 1965, cap. 8.

[4] *Gutzwiller, F.W.* S.C.R. Manual. General Electric Co., Syracuse, 1970.

[5] *Bircă-Gălăţeanu, Ş., Rădoi, C., Lăzărescu, V.* Electronică industrială. Îndrumar de laborator, I.P.B.

Intrat în redacţie la 29.VIII.1977

NOTĂ

Considerații privind modelarea matematică a consumurilor de cupru și tablă din oțel electrotehnic pentru producția de cabluri electrice izolate și motoare electrice

În stadiul actual al evoluției tehnicii electrotehnice relațiile ce se utilizează în proiectarea produselor permit realizarea mai multor variante de structuri reale ale combinațiilor posibile între performanțele tehnice și cele economice [1]. Un factor esențial care stă la baza selectării variantei ce se introduce în fabricație îl constituie consumurile de materii prime și materiale, în mod special cele deficitare [1].

Pe ansamblul unei fabricații, modificarea consumurilor de materiale este condiționată încă din faza de cercetare-proiectare, în baza unor relații de interdependență de natură fizică și economică [1]. Limitarea consumurilor totale dintr-un material, depinde de un număr foarte mare de mărimi tehnice și economice inițial variabile în timp, atît obiectiv ca tendință a progresului tehnic cît și conjunctural [1—2]. Analiza unui asemenea sistem tehnico-economic devine posibilă, din punct de vedere al practicii normării și urmăririi consumurilor, numai în măsura reducerii volumului de date inițiale și creării unor condiții specifice de analiză. Această problemă a fost soluționată în cadrul unui contract de cercetare științifică în ICPE [1], privind elaborarea bazelor științifice a normelor de consum pentru cabluri electrice izolate și motoare electrice.

Modelarea consumurilor de materiale active, cupru și tablă din oțel electrotehnic s-a făcut plecînd de la funcții neliniare de forma :

$$Y = aX^n + a_0, \tag{1}$$

unde :

Y este consumul de materiale active ;
X — variabilă independentă (cuplul în cazul motoarelor electrice și unghiul de înfășurare real α_r în cazul cablurilor electrice izolate).

Relația (1) se mai poate scrie :

$$Y - a_0 = aX^n, \tag{2}$$

sau :

$$Z = aX^n, \tag{3}$$

unde s-a notat :

$$Y - a_0 = Z. \tag{4}$$

Logaritmînd (3) s-a obținut :

$$\log Z = n \log X + \log a. \tag{5}$$

sau :

$$n \log X - \log Z + \log a = 0. \tag{6}$$

Ecuația (5) este forma liniarizată a modelului matematic (1) și se reprezintă grafic într-un sistem de coordonate log-log printr-o dreaptă de pantă arc tg n. Liniarizarea modelului (1) s-a făcut cu ajutorul calculatorului electronic de birou Hewlett-Packard, determinîndu-se mai întîi parametrul a_0 și apoi prin metoda celor mai mici pătrate parametrii a și n [3—4]. Programul a fost rulat pe calculatorul Hewlett-Packard în limbajul specific acestuia [4].

În legătură cu cele de mai sus se desprind următoarele concluzii :

— efectuarea analizei dependenței funcției $y = f(x)$, într-un sistem de coordonate log-log, prezintă avantajul deosebit al reducerii considerabile a numărului de valori X_i, Y_i ;

— prin folosirea sistemului de coordonate logaritmice, se pot stabili legături de corelație pentru un număr nelimitat de factori variabili, trebuie menționat că recomandarea apriorică a sistemului de coordonate ce urmează a fi folosite la analiza funcției $y = f(x)$, nu este posibilă ;

— criteriul după care se alege sistemul de coordonate, are la bază asigurarea unor condiții corespunzătoare de analiză și nu forma ecuației ce se obține în final. Pentru a avea certitudinea rezultatelor obținute în urma analizei, se recomandă folosirea în paralel atît a sistemului de coordonate logaritmic cît și a coordonatelor rectangulare ;

— modelele matematice de forma (1) permit evidențierea principalelor căi de reducere a normelor de consum ce se practică în prezent.

Bibliografie

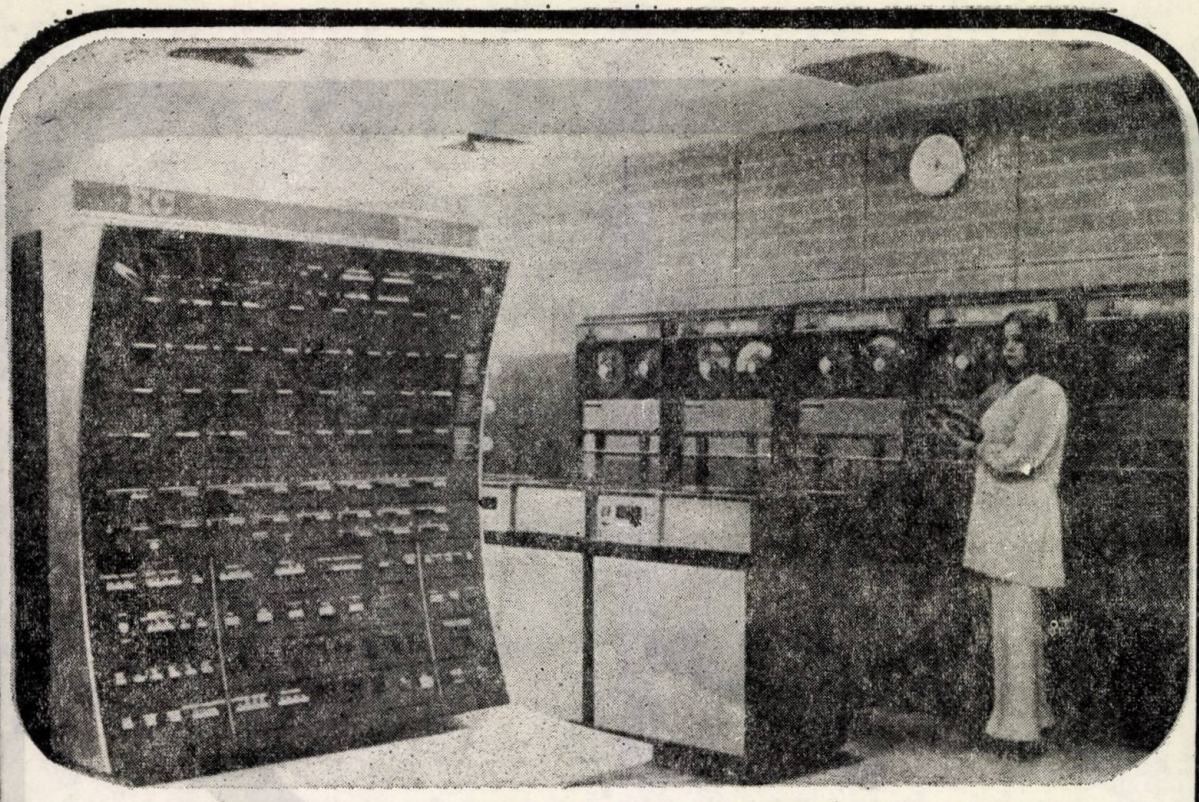
[1] *Nemțeanu, A., Ghiță, T.* Normative tehnico-științifice pentru determinarea consumurilor de cupru și oțel electrotehnic pentru cabluri electrice izolate și motoare electrice. — docum. ICPE — 1975.

[2] *Ghiță, T., Alexandrescu, M.* Studiul previzional privind dezvoltarea industriei electrotehnice pînă în anul 2000. Vol. VI—1974 ; vol. I—1975 — docum. ICPE.

[3] *Plăcinteanu, I.* Teoria erorilor de măsurare și metoda celor mai mici pătrate. Editura tehnică — București 1957.

[4] Hewlett-Packard 9810 calculator. OPERATING and PROGRAMMING 1971.

Ing. *Nemțeanu, A.*, Ing. *Ghiță, T.*, Mat. *Alexandrescu M.*



CALCULATOARE ELECTRONICE

funcţionează cu diferite dispozitive periferice
cu sistem unificat de calcul (SUC)

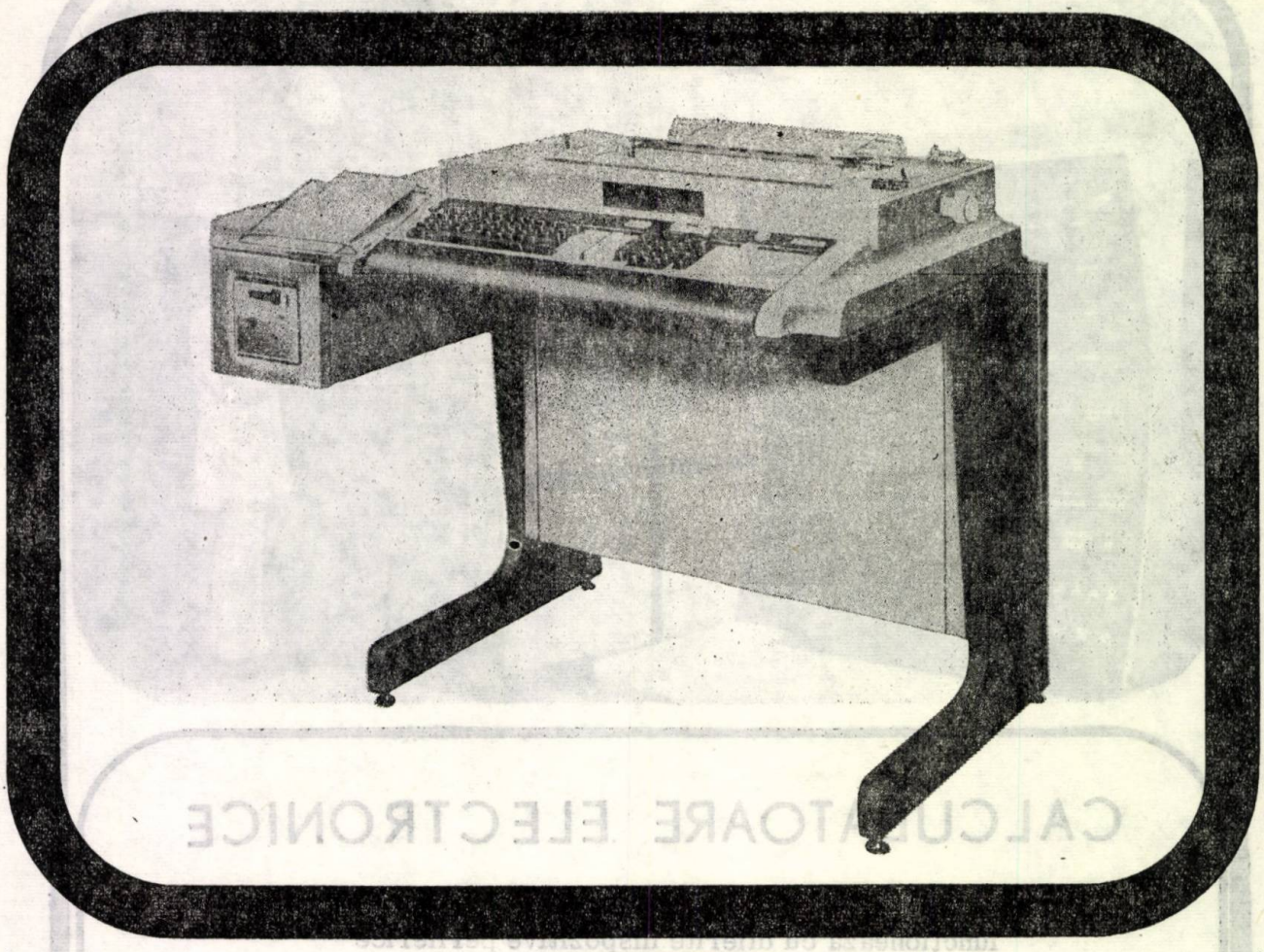
Modele de SUC	Capacitate de memorare operaţională, k octeţi	Productivitatea medie, mii operaţii/s	Funcţionare multiprogram
SUC-1022	512	80	15 programe de lucru utilizate simultan cu funcţionarea în paralel a procesorului şi dispozitivelor periferice
SUC-1033	512	200	
SUC-1050	1024	500	

Furnizorul asigură:
- executarea lucrărilor de pornire-reglare;
- service de întreţinere rapidă şi eficientă;
- aprovizionarea regulată şi completă cu piese de schimb;
- un înalt nivel de formare a specialiştilor străini.

Exportator : ELORG,
121200, Moscova
G-200, U.R.S.S.
Telefon: 251-39-46
Telex: 7586

ELORG

PUBLICOM



daro

1370/72

Date adaptate la fluxul informațional actual

Această cerință actuală este îndeplinită prin noul aparat electronic de recepționare a datelor, cu comandă-program : **daro 1370,** pentru datele numerice și **daro 1372** pentru datele alfanumerice. Ambele variante prezintă rezultatele prelucrării datelor la ieșire, fie pe bandă magnetică, fie pe bandă perforată. O altă generație de aparate, instalațiile moderne **EDV**, sînt socotite superioare, asigurînd utilizatorilor efecte importante de raționalizare prin intermediul programării.

Acolo unde este necesar un volum mare de prelucrare a datelor la o eficiență ridicată se utilizează cu precădere aparatele de recepționare a datelor **daro 1370** și **daro 1372.** Aceste aparate sînt utilizabile în toate domeniile economiei. Cereți informații suplimentare.

Caracteristicile importante ale echipamentelor daro 1370/1372:

Operare simplă, ușor accesibilă;
Introducerea rapidă a programelor;
Comandă microprograme;
Memorii cu semiconductori cu capacitate variabilă;
Siguranță în funcționare prin numeroase funcții de control;
Imprimantă de capacitate mare pentru diverse domenii ale tehnicii;
Întreținere ușoară prin construcție modulară.

Büromaschinen-Export GmbH
RDG — 108 Berlin, Friedrich-strasse 61
Republica Democrată Germană

bme

ELECTRO timiș

ELECTROTIMIS

Telefon. 961 3 77 07
3 53 00
3 52 00
Telex: 43291

TIMIȘOARA, CALEA BUZIAȘULUI 15

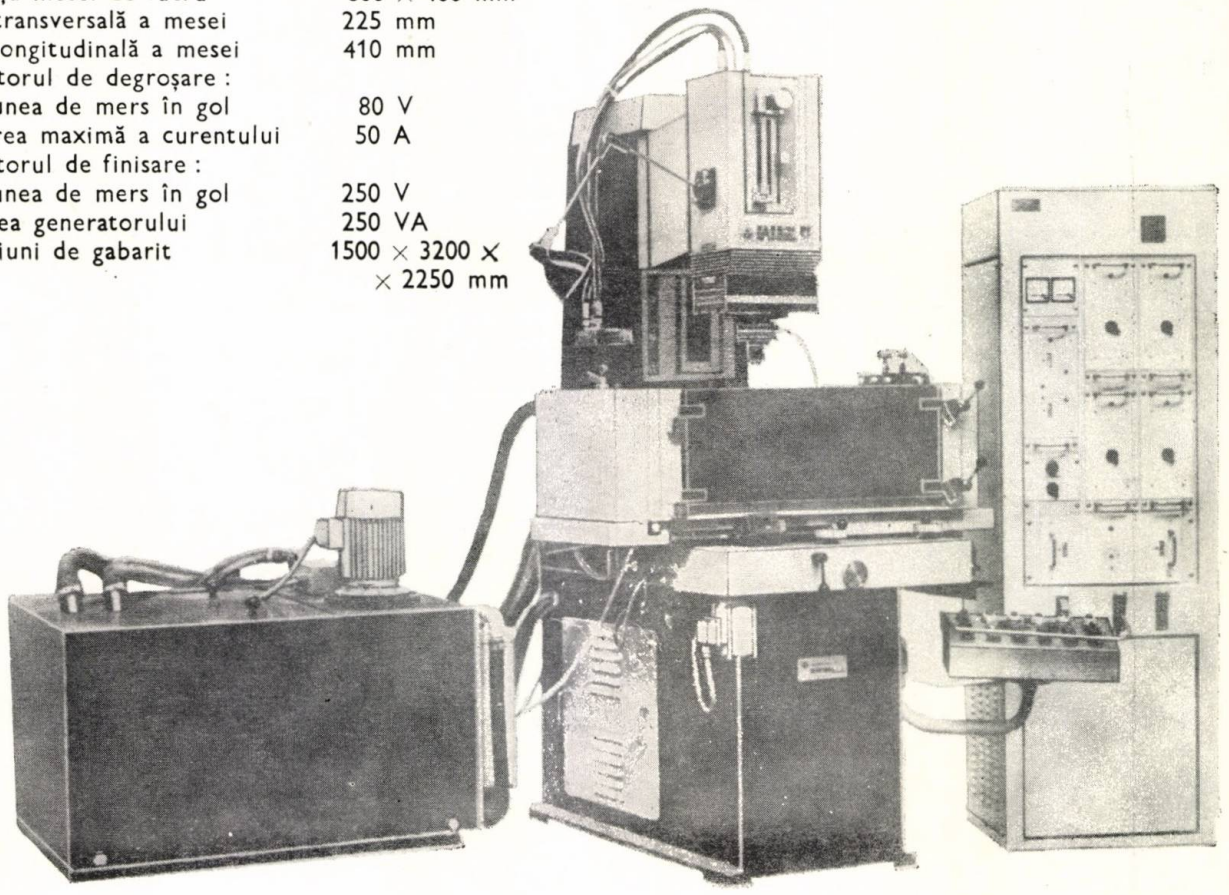
ÎNTREPRINDEREA DE MATRIȚE SCULE ȘI UTILAJE TEHNOL. PENTRU IND. ELECTROTEHNICĂ

MAȘINA DE PRELUCRAT PRIN ELECTROZIUNE TIP ELER–01

Mașina de prelucrat prin electroeroziune tip ELER 01 este destinată prelucrării pieselor din materiale dure și foarte dure (oțeluri aliate, carburi metalice).

CARACTERISTICI TEHNICE

Cursa de lucru	200 mm
Suprafața mesei de lucru	600 × 400 mm
Cursa transversală a mesei	225 mm
Cursa longitudinală a mesei	410 mm
Generatorul de degroșare :	
tensiunea de mers în gol	80 V
valoarea maximă a curentului	50 A
Generatorul de finisare :	
tensiunea de mers în gol	250 V
puterea generatorului	250 VA
Dimensiuni de gabarit	1500 × 3200 × × 2250 mm



INDUSTRIA TEHNICO-MEDICALĂ

din București, șoseaua Berceni nr. 8, sectorul 5, telefon 83.59.30 — produce o gamă largă de aparate de laborator, cu caracteristici superioare:

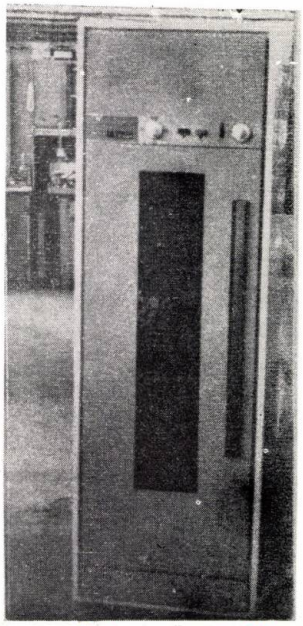
I — Etuvă 50 dm³

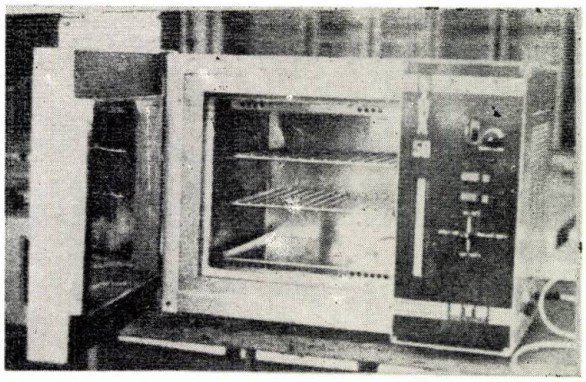
II — Etuvă 100 dm³

III — Cuptor uscat modele (C.U.M.-2)

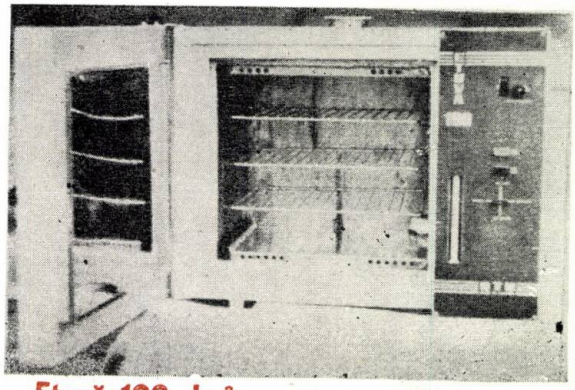
IV — Scaun mobil reglabil (S.M.R.-2)

V — Dulap uscat filme radiologice



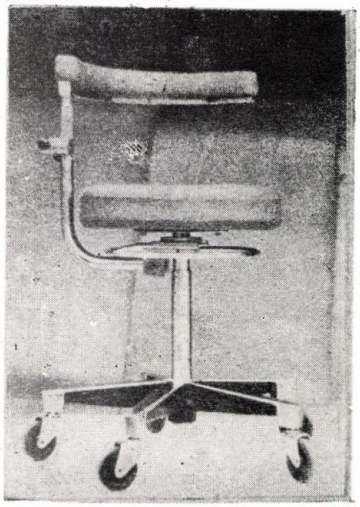


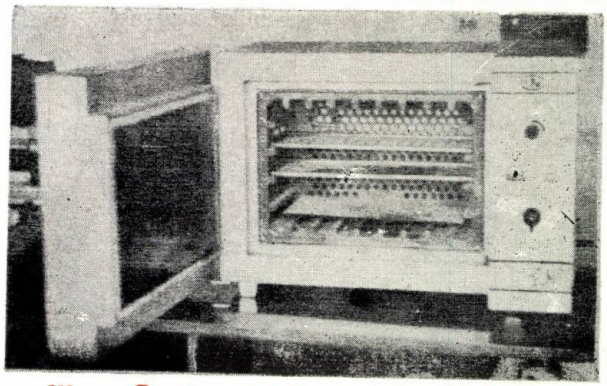
I — **Etuvă 50 dm³:**
Temperatura de lucru: 40°-220° C.
Putere absorbită: 870 W. Tensiune alimentare 220 V.



V — **Dulap uscat filme radiologice:**
Temperatura de lucru: 45° C.
Putere absorbită: 30 W (motor)
Putere rezist. incălz.: 2×450 W
Timp de uscare: 30 minute
Tensiune alimentare: 220 V.
Volum util: 0,370 m³

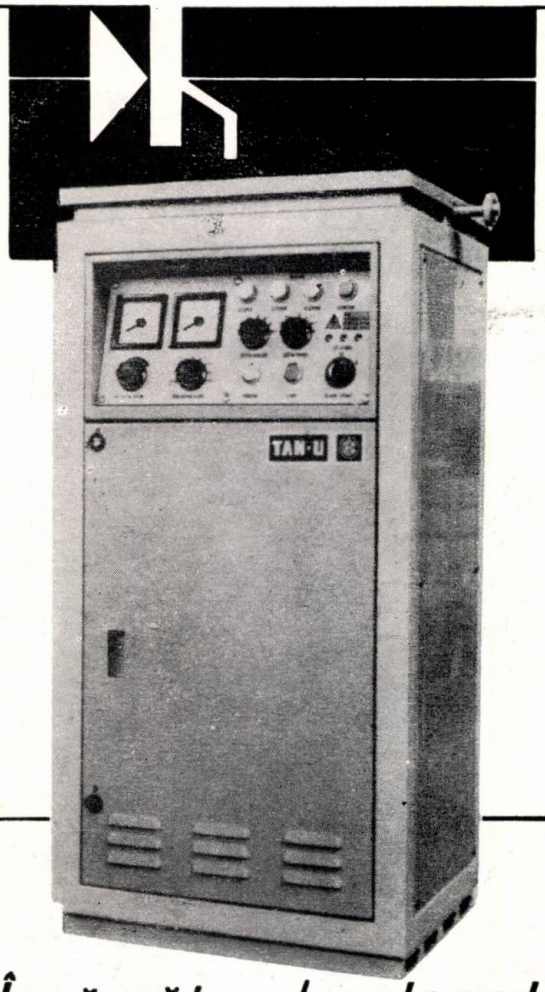
II — **Etuvă 100 dm³:**
Temperatura de lucru: 40°-220° C.
Putere absorbită: 1 270W. Tensiune alimentare 220 V.





IV — **Scaun mobil reglabil:**
Sarcină max.: 120 daN
Cursă max. piston: 200 mm
Greutate: max. 15 kg

III — **Cuptor uscat modele (C.U.M.-2):**
Temperatura maximă lucru: 350° C.
Putere absorbită: 1 250 W
Volum util: 20 dm³ Tensiune alimentare: 220 V.



Încărcătorul automat cu tiristoare

TAN-U

este folosit pentru încărcarea bateriilor de stocaj cu plumb cu tensiuni de ieşire de 12,24, 40,80 V şi pentru încărcarea acumulatorilor alcalini cu tensiuni de ieşire de 42,60,78 V, care pot fi conectaţi atît în paralel, cît şi în serie. Încărcătorul permite întocmirea unor programe variate de încărcare, iar încărcarea şi descărcarea rapidă după atingerea tensiunii totale a bateriilor sînt complet automatizate. Încărcătorul satisface cele mai pretenţioase cerinţe asupra fiabilităţii şi siguranţei în funcţionare.

Producător:

Exportator:

ČKD PRAHA

pragoinvest

Întreprinderea de comerţ exterior

18056 — Praga — CEHOSLOVACIA

PUBLICOM

VEB ELEKTROMAT DRESDEN

MERGEM ÎN PAS CU TIMPUL
NE ALĂTURĂM!

Echipamente şi utilaje pentru procese de fotografiere

Tastere automate, speciale, cu funcţionare multiplă

Echipamente Bond pentru ultrasunete şi termocopensare

Maşini de format cabluri

Scule Bond

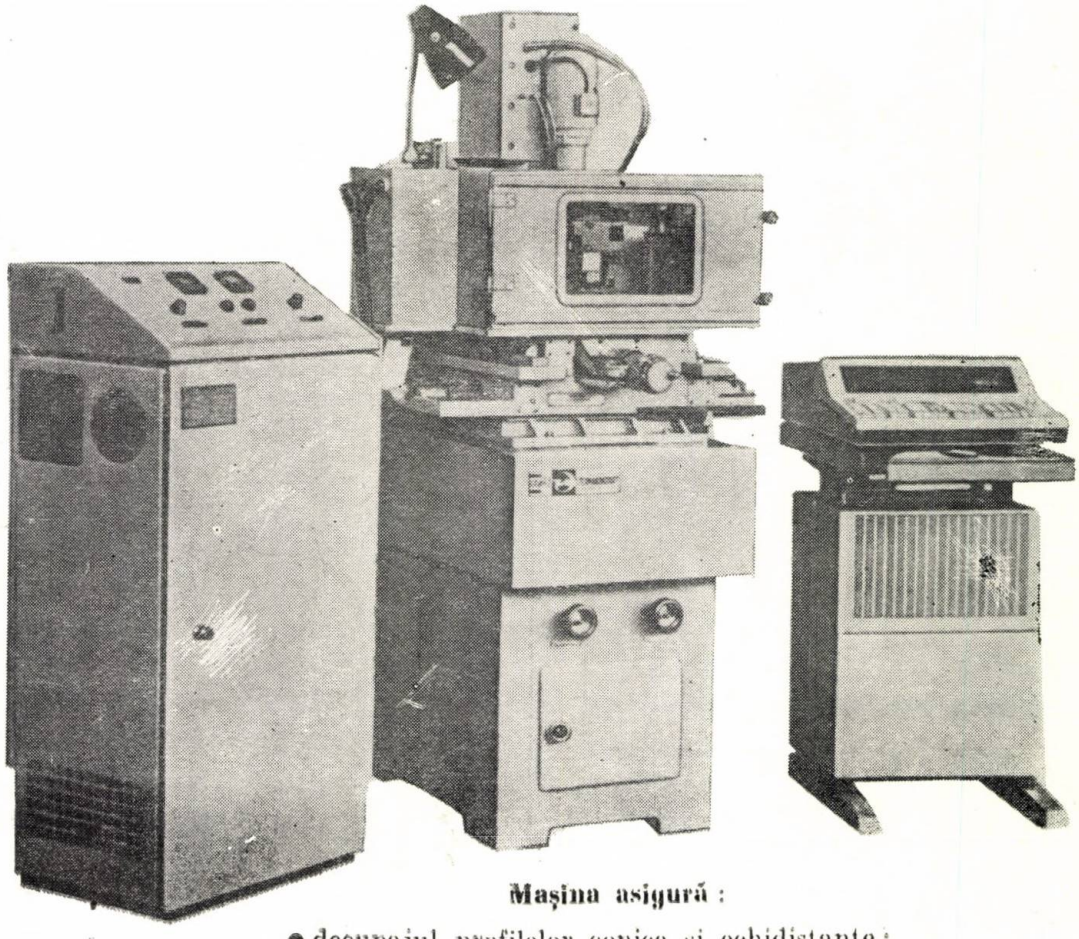
Linii pentru fabricarea rezistenţelor cu peliculă de carbon

VEB ELEKTROMAT DRESDA
Exportator:
HEIM-ELECTRIC Export-Import

Întreprinderea de comerţ exterior a Republicii Democrate Germane
RDG-1026 Berlin, Piaţa Alexander
Telefon: 2180, Telex: 0112257

1978 FEB 2 7

Decuparea pieselor de forme complicate provenind din materiale conductoare de curent cu ajutorul mașinii de prelucrat prin scintilație electrică 04-IK-2



Mașina asigură :

- decupajul profilelor conice și echidistante ;
- variații ale scării de prelucrare ;
- corecția traiectoriei electrodului ;
- eliminarea automată a scurtcircuitului în spațiul dintre electrozi ;

— cotele pieselor de prelucrat : 150 × 300 × 70 mm ;
— capacitatea de debitare a oțelurilor aliate : 25 mm²/min ;
— rugozitatea maximă a vitezei de tăiere de 15 mm²/min. . . . . 4 microni.

Mașina este comandată prin ordinator. Înaltă stabilitate de decupare, fiabilitate și simplitate în utilizare.

Exportator:

TECHMASHEXPORT

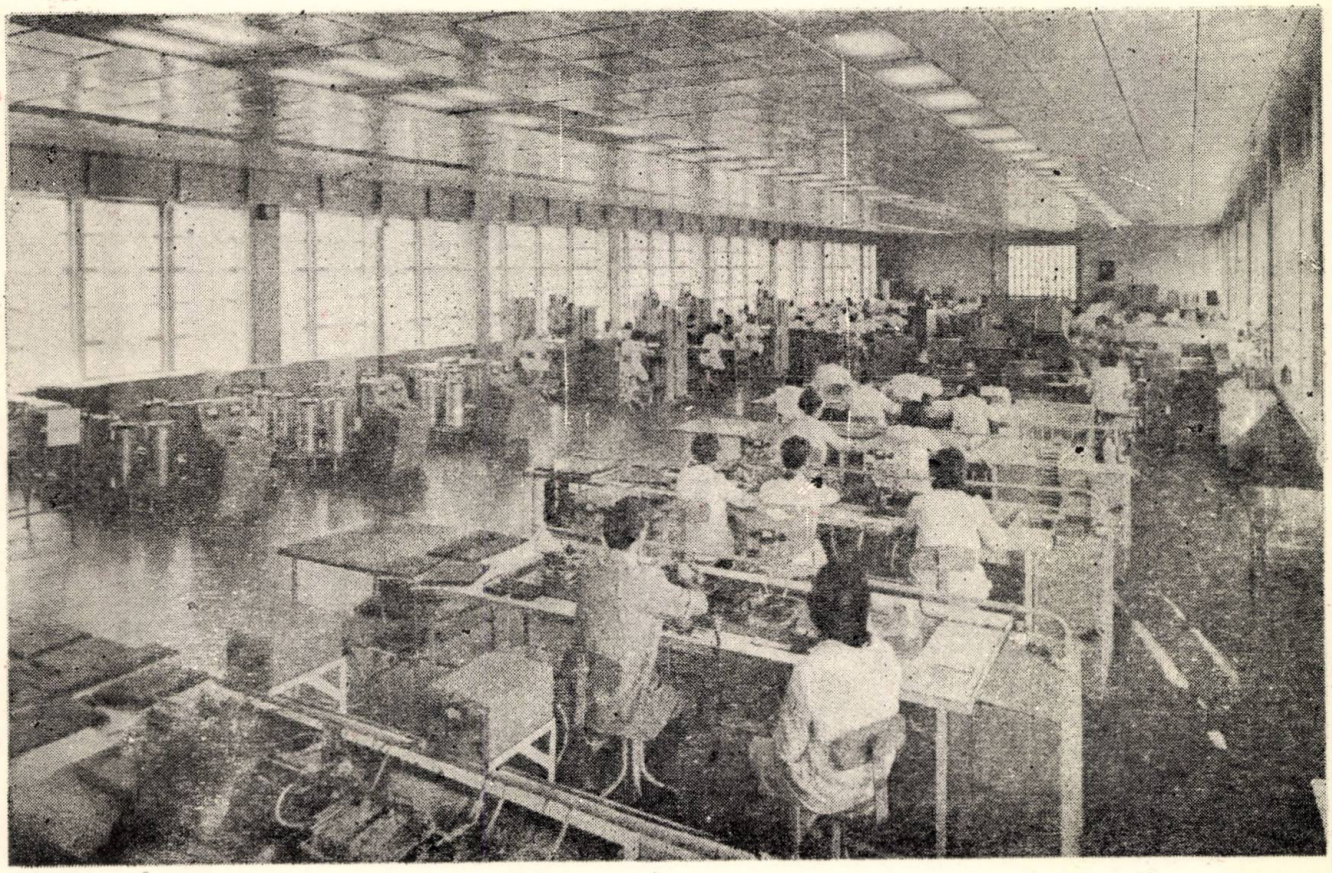
str. Mosfilmovskaia, 35 117330 Moscova, U.R.S.S. Telefon : 147 15 62 Telex : 75 68

PUBLICOM

I.P.R.S.-BĂNEASA

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ŞI SEMICONDUCTOARE-BĂNEASA, 72996 BUCUREŞTI—ROMÂNIA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32.
Telefon: 33.38.30, Desfacere 33.53.17, Telex: 11.203 iprs r
(autobuz 48 de la Casa Scînteii)



PRODUCE:

CONDENSATOARE

- electrolitice
- styroflex
- poliester
- polipropilenă
- hîrtie
- auto

CIRCUITE INTEGRATE

- logice
- liniare

DIODE CU Si

- de comutaţie
- de uz general
- redresoare (normale şi rapide)
- stabilizatoare de tensiune

DIODE CU Ge

- de semnal şi comutaţie
- redresoare
- fotodiode

TRANZISTOARE CU Ge

- de J.F. mică putere
- de J.F. medie putere
- de J.F. de putere
- de I.F. mică putere

PUNŢI REDRESOARE

TIRISTOARE

TRANZISTOARE CU Si

- de J.F. mică putere
- de J.F. medie putere
- de J.F. de putere
- de I.F. mică putere

1978 FEB 27